



Diogo André Forte Grácio António

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Transreceptor Acústico de Comunicação Digital Sem Fios para Nó Sensor Subaquático

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: João Pedro Abreu de Oliveira, Professor Auxiliar,
FCT-UNL

Júri

Presidente: Prof. Doutor Rodolfo Alexandre Duarte Oliveira, FCT-UNL
Arguente: Prof. Doutor Arnaldo Guimarães Batista, FCT-UNL
Vogal: Prof. Doutor João Pedro Abreu de Oliveira, FCT-UNL



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Março, 2016

Transreceptor Acústico de Comunicação Digital Sem Fios para Nó Sensor Subaquático

Copyright © Diogo André Forte Grácio António, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade NOVA de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

"A variabilidade do meio aquático é tal, e a uma velocidade tal, que as condições mudam a cada segundo. Em termos práticos a transmissão de uma mensagem poderá levar vários segundos, ficando assim sujeita à variabilidade do meio de propagação."

Sérgio Jesus, coordenador do Laboratório de Processamento de Sinais (SiPLAB) da Universidade do Algarve e Coordenador do projecto europeu Underwater Acoustic Network (UAN).

AGRADECIMENTOS

Dedico estas breves linhas às pessoas e às entidades que, directa ou indirectamente me apoiaram ao longo dos últimos anos e me possibilitaram o progresso desta dissertação e ajudaram a concluir o curso com êxito.

Ao Professor João Pedro Oliveira pelo seu apoio, paciência e palavras de encorajamento nos momentos mais retrocedidos.

À Professora Helena Fino por todo o apoio e amizade ao longo do meu percurso académico e pela oportunidade em participar na unidade curricular "Teoria de Circuitos Eléctricos" como monitor na companhia de bons profissionais. Também não posso ignorar as restantes pessoas, desde professores a *staff* da faculdade, que fizeram parte desta minha jornada.

Aos meus colegas e amigos de electrotécnica, em especial, Tiago Dias, João Santos e André Rosado que caminharam comigo ao longo destes anos. Que possamos continuar a disfrutar de bons momentos juntos e acompanhar os sucessos uns dos outros.

Aos amigos João Morcela, Carlos Mendes, Filipe Graça e Pedro Graça deixo uma especial palavra de apreço, pelo convívio e apoio durante esta dissertação, apesar de não saberem o que é a lei de ohm, desejando-lhes todo o sucesso nos seus percursos pessoais e profissionais.

À Faculdade de Ciências e Tecnologias da Universidade Nova de Lisboa, o meu agradecimento.

Por último, mas não menos importante, à minha família, por serem aquela pedra basilar de apoio incondicional durante toda a minha formação académica. Ao meu pai pelas palavras encorajadoras nas horas certas, à minha mãe por estar sempre presente, ao meu irmão e avós. À minha namorada, Catarina, obrigado por toda a paciência, apoio e amor que todos os dias enriqueceu a minha vida.

Obrigado a todos!

RESUMO

As comunicações digitais em ambientes subaquáticos representam, actualmente, uma necessidade humana e um desafio à engenharia de sistemas.

As pesquisas acerca de redes subaquáticas de sensores sem fios estão a ganhar cada vez mais atenção devido às aplicações em diversos cenários, tais como a preservação de ecossistemas, a prevenção de desastres ambientais, a exploração de petróleo, gás e reservatórios de água doce e a monitorização de veículos subaquáticos autónomos.

A maioria destas aplicações em meios subaquáticos recorre a sinais acústicos, já que relativamente a sinais de natureza electromagnética ou óptica, os sinais acústicos sofrem uma atenuação reduzida. Como os sistemas acústicos possuem uma largura de banda limitada, é exigido que um sistema de comunicação acústico subaquático seja, simultaneamente, eficiente na gestão dos recursos que possui e eficaz nos mecanismos que implementa para ultrapassar as limitações impostas pelo canal subaquático de comunicação acústica.

Enquadrada neste âmbito, a presente dissertação propõe uma solução completa de um sistema de comunicação digital de sinais acústicos, elemento essencial numa rede de sensores sem fios subaquática. Para a implementação do modem acústico foram utilizados componentes que facilitam a manutenção e reduzem o custo do nó. Apresenta um baixo consumo energético (0.8 W na transmissão e 0.65 W na recepção) com um débito de 300 bps e uma taxa de erro inferior a 10^{-1} .

Palavras-chave: Modem acústico subaquático, redes de sensores sem fios, canal de comunicação acústico, comunicação digital, baixo custo, baixo consumo energético

ABSTRACT

Underwater Digital Communication (UDC) is an essential feature needed to deploy undersea sensor networks.

Research on underwater networks for wireless sensor nodes is a growing field due its application in several scenarios, namely in the study of the preservation of ecosystems, prevention of natural disasters, oil and gas exploration, water reservoirs and monitoring autonomous underwater vehicles.

The majority of these underwater sensors makes use of acoustic waves for data communication, given their reduced attenuation when compared to electromagnetic and optical signals. Because of the limited bandwidth of these acoustic signals, an underwater acoustic communication system needs to be, simultaneously, efficient on its resources management and on the mechanisms that it implements to overcome the limitations given by the acoustic communication channel.

Regarding this issue, this present thesis proposes a complete solution to a digital communication system of acoustic signals, an essential element in an underwater wireless sensor network. To implement the acoustic modem, some components were used that facilitate its maintenance and reduce the cost. It has a low power consumption (0.8 W at transmission and 0.65 W at reception) with a data rate of 300 bps and a bit error rate of less than 10^{-1} .

Keywords: Underwater acoustic modem, wireless sensor network, acoustic communication channel, digital communication, low-cost, low-energy

ÍNDICE

Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xix
Siglas	xxi
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objectivo	2
1.3 Estrutura da Dissertação	3
2 Comunicações Digitais em Ambiente Subaquático	5
2.1 Rede de Sensores em Ambiente Subaquático	5
2.2 Comunicações Subaquáticas Suportadas em Ondas Electromagnéticas . .	7
2.2.1 Ondas de Rádio Frequência	7
2.2.2 Ondas Ópticas	10
2.3 Comunicações Subaquáticas Suportadas em Ondas Acústicas	11
2.3.1 Caracterização do Meio de Suporte ao Canal Acústico	11
2.3.2 Propagação Acústica	14
2.3.3 Sistemas Acústicos Subaquáticos Existentes	20
2.4 Conclusões	26
3 Transreceptor Acústico para Comunicações Digitais Subaquáticas	27
3.1 Arquitectura do Sistema e Orçamento da Ligação	27
3.2 Transdutores Electroacústicos	29
3.3 Design e Simulações do Sistema	32
3.3.1 Circuito Transmissor	32
3.3.2 Circuito Receptor	41
4 Implementação e Teste do Transreceptor Acústico Proposto	55
4.1 Validação Pré-Protótipo	55
4.2 Implementação do Protótipo em PCB	59
4.3 Teste do Protótipo na Água	67
4.3.1 Configuração do Teste	67

4.3.2	Análise de Resultados	68
5	Conclusões e Trabalho Futuro	73
5.1	Limitações	74
5.2	Trabalho Futuro	74
	Bibliografia	77
A	Orçamento	83
B	Esquemático do circuito v.Beta	85
C	Programação do Microcontrolador	87
C.1	Código do Bloco Transmissor	87
C.2	Código do Bloco Receptor	90

LISTA DE FIGURAS

2.1	Rede de sensores de comunicação em ambiente subaquático	5
2.2	Diagrama de blocos de um sistema de comunicação acústica unidireccional .	6
2.3	Diagrama de blocos de um sistema de comunicação acústica bidireccional . .	6
2.4	Atenuação subaquática em função da frequência das ondas RF	7
2.5	Comprimento de onda em ambiente subaquático e terrestre em função da frequência das ondas RF	8
2.6	Perdas por refração entre o ar e a água em função da frequência das ondas RF	9
2.7	Coefficiente de absorção de ondas ópticas em água pura [15, 16]	10
2.8	Temperatura e velocidade do som na água em função da profundidade . . .	12
2.9	Escala prática de salinidade da água (baseado em [21])	13
2.10	Salinidade em função da temperatura da água [20]	13
2.11	Densidade em função da temperatura da água [20]	14
2.12	Coefficiente de absorção acústica em água salgada (S=35 ppt) em função da frequência da onda	17
2.13	Coefficiente de absorção acústica em água doce (S=0.5 ppt) em função da frequência da onda	17
2.14	Perdas acústicas por espalhamento em função da frequência da onda na água	18
3.1	Blocos principais do <i>modem</i> acústico subaquático	27
3.2	Modelo de propagação acústica subaquática	28
3.3	Circuito equivalente de um altifalante piezoeléctrico	30
3.4	Impedância de um altifalante piezoeléctrico em função da frequência	30
3.5	Diagramas polares de direccionalidade da resposta dos transdutores	31
3.6	Diagrama de blocos do circuito de transmissão	32
3.7	Diagrama de blocos de um DDS	33
3.8	Mapa simplificado dos pinos utilizados existentes no módulo DDS AD9850 .	34
3.9	Módulo DDS AD9850	34
3.10	Diagrama de modulação ASK	36
3.11	Circuito para implementação de modulação ASK	36
3.12	Circuito em LTspice do amplificador de potência LM386	37
3.13	Simulação em LTspice do ganho do amplificador de potência LM386	38
3.14	Simulação em LTspice da largura de banda do amplificador de potência LM386	38

3.15	Simulação em LTspice da potência entregue a uma carga de $8\ \Omega$ por parte do amplificador de potência LM386 considerando 1% de THD	39
3.16	Simulação em LTspice do rendimento do amplificador de potência LM386	39
3.17	Simulação em LTspice da cadeia transmissora	40
3.18	Simulação em LTspice da cadeia transmissora	40
3.19	Diagrama de blocos do circuito de recepção	41
3.20	Circuito em LTspice do LNA LTC6910-1	42
3.21	Simulação em LTspice da resposta em frequência do LNA LTC6910-1	43
3.22	Simulação em LTspice da distorção do LNA LTC6910-1	43
3.23	Simulação em LTspice do ganho do LNA LTC6910-1	44
3.24	Resposta de um filtro passa-banda genérico ao degrau unitário	46
3.25	Resposta em frequência de um filtro passa-banda genérico	46
3.26	Topologia do filtro Sallen-Key	47
3.27	Circuito de configuração Sallen-Key	47
3.28	Simulação em LTspice da resposta em frequência do filtro passa-banda	49
3.29	Circuito retificador de precisão de onda completa	50
3.30	Função de transferência de um comparador Schmitt-trigger	51
3.31	Circuito comparador <i>Schmitt-trigger</i>	51
3.32	Simulação em LTspice da cadeia receptora	53
3.33	Simulação em LTspice de sinais da cadeia receptora	54
3.34	Simulação em LTspice do sinal recebido pelo transdutor e do sinal desmodulado pela cadeia receptora	54
4.1	Diagrama do teste no ar em laboratório	55
4.2	Circuito transmissor montado em <i>breadboard</i> para testes no ar	56
4.3	Circuito receptor montado em <i>breadboard</i> para testes no ar	56
4.4	Circuito de todo o sistema montado em <i>breadboard</i> para testes no ar	57
4.5	Desmodulação do sinal transmitido através do ar	57
4.6	Interface para o utilizador enviar e receber mensagens	58
4.7	Aplicação móvel para enviar e receber mensagens por via rádio	58
4.8	Dispositivo <i>Bluetooth 4.0 Low Energy</i>	58
4.9	Implementação do circuito em PCB v. <i>Beta</i>	59
4.10	Circuito assemblado v. <i>Beta</i>	59
4.11	Encapsulamento TO-220 do circuito integrado LM7805CT	60
4.12	Dimensionamento do circuito regulador de tensão	60
4.13	Simulação em LTspice do circuito regulador de tensão	61
4.14	Mapa de pinos do microcontrolador ATmega328P-PU	62
4.15	Hidrofone H1c utilizado no teste experimental subaquático	63
4.16	Altifalante piezoeléctrico SPS-8770-03	63
4.17	Altifalante piezoeléctrico SPS-8770-03 à prova de água utilizado no teste experimental subaquático	63

4.18	Resposta em frequência do hidrofone H1c	64
4.19	Amplificador piezoelétrico LM4960SQ-02 [70]	64
4.20	Diagrama de obtenção da potência média consumida pelo altifalante piezoelétrico	65
4.21	Potência consumida pelo amplificador LM4960SQ-02 e altifante SPS-8770-03	66
4.22	Potência média entregue ao altifante SPS-8770-03 pelo amplificador LM4960SQ-02	66
4.23	Reservatório de água utilizado no teste subaquático	67
4.24	Diagrama do fluxo do algoritmo de detecção de erros implementado	69
4.25	Tensão <i>rms</i> recebida no receptor em função da potência de transmissão	69
4.26	Taxa de erro de bits em função da potência de transmissão	70
B.1	Esquemático do circuito desenvolvido em Eagle v.Beta	85
B.2	Camada superior da placa desenvolvida em Eagle v.Beta	86
B.3	Camada inferior da placa desenvolvida em Eagle v.Beta	86

LISTA DE TABELAS

2.1	Alcance, taxa de transmissão e aplicações da generalidade dos <i>modems</i> RF em ambientes subaquáticos	9
2.2	Comparação entre <i>modems</i> acústicos subaquáticos comerciais	22
2.3	Comparação entre <i>modems</i> acústicos subaquáticos propostos em trabalho de investigação	25
2.4	Caracterização de comunicações sem fios em ambientes subaquáticos	26
4.1	Características gerais do microcontrolador ATMEGA328-PU	62
4.2	Especificações do transdutor receptor H1c [68]	64
4.3	Especificações do transdutor emissor SPS-8770-03 [69]	64
4.4	Especificações gerais do amplificador piezoelétrico LM4960SQ-02 [70]	64
4.5	Potência consumida pelo nó subaquático em diferentes estados de operação	70
4.6	Estimação da capacidade da bateria do nó necessária para uma duração de vida de 1 mês	71
A.1	Lista de materiais, quantidade e preço respectivo	84

ASK Amplitude-Shift Keying.

AUVs Autonomous Underwater Vehicles.

BER Bit Error Rate.

BLE Bluetooth Low Energy.

BPSK Binary Phase-Shift Keying.

CPU Central Processing Unit.

DDS Direct Digital Synthesizer.

DSSS Direct Sequence Spread Spectrum.

ELF Extremely Low Frequency.

FSK Frequency-Shift Keying.

I2C Inter-Integrated Circuit.

IDE Integrated Development Environment.

LNA Low Noise Amplifier.

MCU Microcontroller.

MFSK Multi Frequency Shift Keying.

MIMO Multiple-Input and Multiple-Output.

NL Noise Level.

OFDM Orthogonal Frequency-Division Multiplexing.

OOK On-Off Keying.

PCB Printed Circuit Board.

PLL Phase-Lock-Loop.

ppt parts per thousand.

PROM Programmable Read-Only Memory.

PSK Phase-Shift Keying.

PSU Pratical Salinity Unit.

PWM Pulse-Width Modulation.

QAM Quadrature Amplitude Modulation.

QPSK Quadrature Phase-Shift Keying.

RAM Random Access Memory.

RF Radio Frequency.

ROVs Remotely Operated Vehicles.

SIL Sound Intensity Level.

SL Source Level.

SMD Surface-Mount Device.

SNR Signal-Noise Ratio.

THD Total Harmonic Distortion.

TL Transmission Losses.

USB Universal Serial Bus.

UWSNs Underwater Wireless Sensor Networks.

INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

As redes de sensores sem fios em meios subaquáticos (do inglês *Underwater Wireless Sensor Networks*, frequentemente abreviado para UWSNs) suportam inúmeras aplicações em diversas áreas tais como, a oceanografia, biologia marítima, estudos da interacção entre oceanos e a atmosfera, estudos do clima, aquecimento global, arqueologia no fundo do mar, predições sísmicas, detecção de poluentes e substâncias contaminantes, controlo da água e exploração de gás, óleo e petróleo.

A existência de pequenas e densas redes de sensores sem fios na terra foi possível graças ao aparecimento de plataformas de rádio de baixo custo, como a Pico-Radio e a Mica2 [1, 2]. No entanto, debaixo de água, a comunicação sem fios torna-se mais exigente.

Grande parte da pesquisa sobre os oceanos é suportada através da colocação de sensores, a partir dos quais são medidos os factores ambientais que melhor descrevem a complexidade dos ecossistemas. Informação sobre a temperatura da água, a salinidade e variáveis bio-ópticas constituem alguns exemplos. Por sua vez, medições mais complexas acarretam outros factores como a concentração de nutrientes, a presença/ausência de estrogénios ambientais, de bactérias patogénicas e fluxos de nutrientes na água. Para além das aplicações descritas anteriormente, as redes de sensores sem fios subaquáticas têm sido aproveitadas para detectar danos estruturais em pontes e outras estruturas civis, assim como, para monitorizar equipamentos industriais em unidades de fabrico de modo a prever falhas mecânicas [3, 4].

Existem diversas situações onde é profícuo optar pela transmissão de dados por meio aquático, evitando a utilização de cabos eléctricos que podem traduzir-se em custos extremamente elevados ou serem tecnicamente inviáveis. Actualmente, recorrendo a ondas

acústicas, é possível utilizar condutas de água como meio de transporte, onde no seu interior existem sistemas de aquisição de dados, nós sensores, separados a uma determinada distância para captar diferentes tipos de informação e transmiti-las para um sistema de processamento de dados.

As comunicações sem fios subaquáticas podem dividir-se em dois grandes grupos: ondas electromagnéticas (ópticas e rádio frequência) e ondas acústicas. As ondas ópticas só possuem um bom desempenho em águas muito límpidas e requerem um alinhamento entre os nós. As comunicações de rádio são pouco fiáveis debaixo de água, com pouca estabilidade e um raio de comunicação muito curto. Posto isto, as comunicações acústicas subaquáticas têm sido alvo de notáveis desenvolvimentos, pois propagam-se facilmente na água. No entanto, também revelam algumas limitações, tais como:

- Limitada largura de banda disponível;
- Canal subaquático prejudicado pelo multi-percurso;
- Atraso da propagação do sinal acústico em canal subaquático cinco vezes maior do que o atraso da propagação do sinal electromagnético em canal terrestre;
- Taxa de erro de bits elevada;
- Perdas temporárias de conectividade (zonas de sombra).
- Custo elevado.
- Baterias limitadas quando não podem ser recarregadas com recurso a painéis solares.
- Desgaste devido à corrosão o que pode levar a falhas.

1.2 Objectivo

O principal objectivo da presente dissertação é o design, implementação e concepção de um modem acústico de baixa potência e de baixo custo capaz de enviar e receber mensagens, passível de ser utilizado em diversas aplicações em ambiente subaquático.

Para atingir este objectivo, foram identificadas diversas etapas que incluem:

1. geração da onda portadora e modulação do sinal digital;
2. amplificação e *drive* do sinal;
3. envio e recepção da onda acústica através da utilização de transdutores acústicos.
4. amplificação e filtragem do sinal recepcionado e respectiva desmodulação.

Os requisitos base do projecto são:

- Baixa transmissão de dados.
- Alcance de transmissão moderado.
- Baixa profundidade.
- Alta eficiência energética.

1.3 Estrutura da Dissertação

O presente documento é dividido em cinco capítulos ao longo dos quais são abordados os seguintes tópicos:

Capítulo 2 - Comunicações Digitais em Ambiente Subaquático Breve introdução às redes de sensores em ambiente subaquático enquadrando-se as tecnologias de comunicação sem fios que podem ser utilizadas neste meio, nomeadamente, através de mecanismos de propagação eletromagnética ou de propagação acústica. Os existentes sistemas em operação são revistos.

Capítulo 3 - Transreceptor Acústico para Comunicações Digitais Subaquáticas Descrição das características e dos tipos de transdução existentes em transdutores electroacústicos de forma a determinar o que melhor se aplica ao meio. Modelo de propagação do sinal acústico subaquático entre dois pontos, emissor e receptor, e dimensionamento proposto, com respectivas simulações, para uma possível solução de alto nível para um transreceptor a aplicar em ambiente aquático.

Capítulo 4 - Implementação e Teste do Transreceptor Acústico Proposto Validação experimental de um pré-protótipo e posterior concepção do protótipo do sistema proposto. Discussão sobre os resultados obtidos dentro de água, nomeadamente, através da análise dos débitos efectivamente obtidos.

Capítulo 5 - Conclusões e Trabalho Futuro Conclusão sobre o projecto realizado, identificando as suas limitações que serão endereçadas nas propostas de trabalho futuro.

2.1 Rede de Sensores em Ambiente Subaquático

Diagrama de uma rede de sensores sem fio para monitoramento ambiental. O sistema inclui um satélite, uma estação em terra, uma estação à superfície, e duas boias sensor. Cada boia sensor está conectada a um nó sensor/gateway, que por sua vez está conectado a um transdutor. O sistema também inclui uma âncora.

5

Numa rede de sensores em ambiente subaquático (ver figura 2.1), um conjunto de nós, ancorados ao fundo do mar, podem estabelecer comunicações a um ou mais *gateways* por meio de ondas acústicas. Por sua vez, estes *gateways* subaquáticos podem ser equipados com dois transreceptores acústicos. Um transreceptor de curta distância, é responsável pela interligação entre nós sensores vizinhos permitindo o envio de comandos e configurações e/ou recolher dados monitorizados [6]. Um transreceptor de longo alcance, permite o envio de dados para uma estação à superfície que se encarrega em gerir múltiplas comunicações em paralelo e reencaminhar o tráfego através de um transmissor de rádio de longo alcance para outras estações rádio terrestres e/ou satélites.

As comunicações acústicas subaquáticas entre dois pontos podem ser divididas em dois tipos: unidireccionais e bidireccionais [7]. No sistema unidireccional um dos nós só é capaz de receber ondas acústicas, enquanto no sistema bidireccional ambos os nós podem receber e enviar. Neste caso, o transdutor receptor não está autorizado a receber qualquer sinal emitido pelo transdutor emissor do mesmo sistema. Esta condição implica que sejam utilizadas duas frequências diferentes, uma para a transmissão e outra para a recepção.

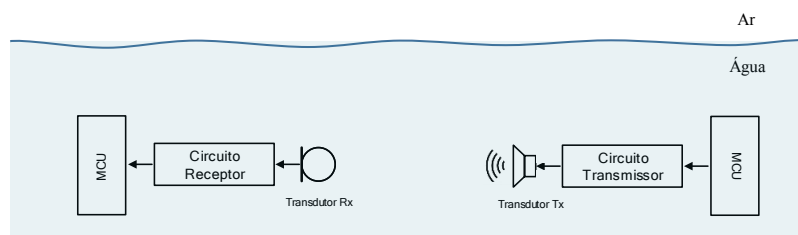


Figura 2.2: Diagrama de blocos de um sistema de comunicação acústica unidireccional

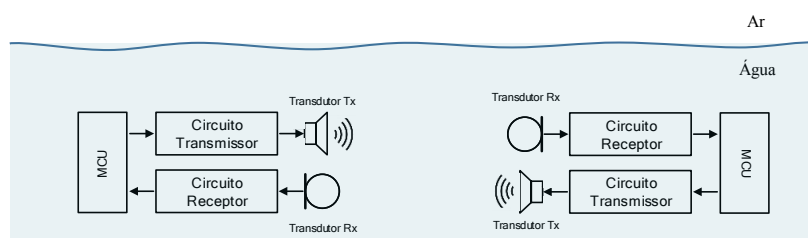


Figura 2.3: Diagrama de blocos de um sistema de comunicação acústica bidireccional

As arquitecturas gerais de dispositivos de comunicação acústica unidireccional e bidireccional, respectivamente, são retratadas nas figuras 2.2 e 2.3. Na figura 2.2, o sistema consiste apenas num transdutor, ligado a um circuito de recepção controlado por uma unidade de processamento (em inglês MCU). Na figura 2.3, o sistema consiste em dois transdutores, um ligado a um circuito de transmissão e outro a um circuito de recepção, ambos conectados a uma unidade de processamento. Em ambas as arquitecturas, todo o sistema é mantido numa caixa estanque, à excepção dos transdutores que são mantidos em contacto com a água.

2.2 Comunicações Subaquáticas Suportadas em Ondas Electromagnéticas

Uma onda electromagnética é uma onda de energia que se propaga no meio em resultado de perturbações periódicas do campo electromagnético, nomeadamente, quando existe movimentos oscilatórios de cargas eléctricas.

2.2.1 Ondas de Rádio Frequência

As ondas de rádio frequência são ondas electromagnéticas que se localizam dentro da faixa de frequências abaixo dos 300 GHz. As comunicações de rádio frequência subaquáticas têm sido investigadas desde o aparecimento das ondas rádio e têm recebido uma atenção considerável desde a década de 70 [8]. Porém, foram desenvolvidos poucos sistemas de rádio frequência (do inglês Radio Frequency, frequentemente abreviado para RF) subaquáticos devido à forte atenuação associada ao meio.

A existência de sais dissolvidos, tornam a água electricamente condutora. Quanto maior for a condutividade da água, maior é a atenuação dos sinais de rádio que a atravessam. No caso extremo da água do mar, esta tem um teor elevado de sal e, portanto, alta condutividade variando de 2 S/m na Região Ártica fria para 8 S/m no Mar Vermelho [9]. A condutividade média da água do mar situa-se em torno dos 4 S/m, enquanto a condutividade da água doce situa-se, tipicamente, na ordem de alguns mS/m [10]. Nesse contexto, a atenuação das ondas de rádio na água, α , aumenta com o incremento da condutividade e da frequência [9] e é expressa por

$$\alpha = 0.0173\sqrt{f\sigma} \text{ [dB/m]}, \quad (2.1)$$

onde f é a frequência em hertz (Hz) e σ a condutividade em S/m.

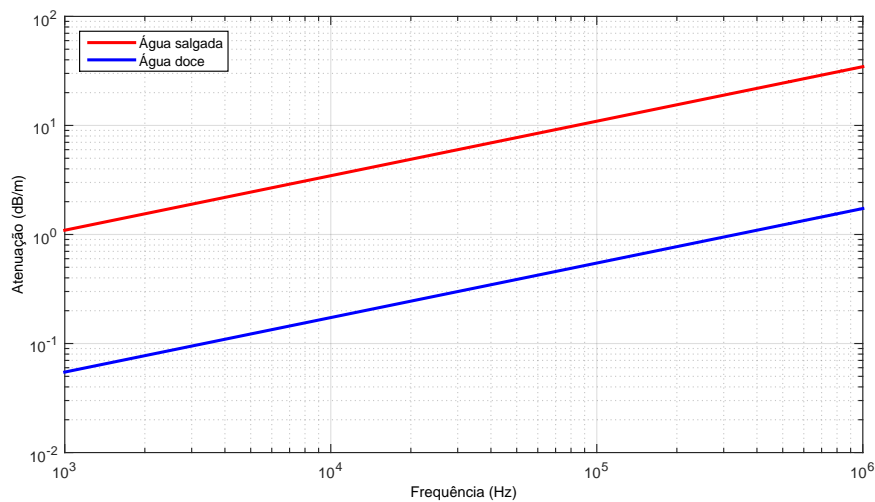


Figura 2.4: Atenuação subaquática em função da frequência das ondas RF

A figura 2.4 mostra a atenuação na água do mar (com condutividade 4 S/m) e na água doce (com condutividade 0.01 S/m) em função da frequência do sinal. Como a atenuação na água do mar é muito elevada, para comunicar a uma distância razoável é necessário utilizar frequências muito baixas, levando à utilização de antenas de grande dimensão obrigando, igualmente, ao aumento da potência de emissão.

O comprimento de onda na água, λ , é calculado por [9]

$$\lambda = 1000 \sqrt{\frac{10}{f\sigma}} \text{ [m]}, \quad (2.2)$$

onde f é a frequência em Hz e σ é a condutividade em S/m.

A figura 2.5 mostra o comprimento em função da frequência de onda no ar, na água do mar (com condutividade 4 S/m) e na água doce (com condutividade (0.01 S/m)). O comprimento de onda de um sinal no ar é consideravelmente maior quando comparado com o ambiente subaquático.

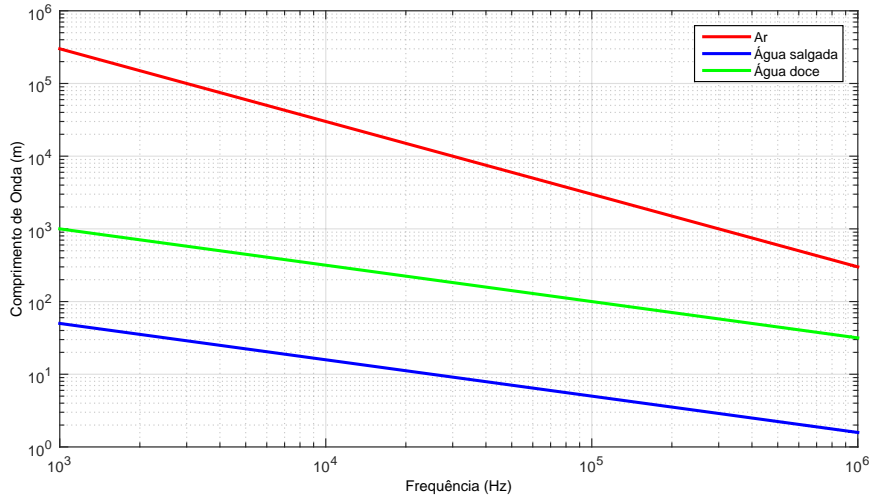


Figura 2.5: Comprimento de onda em ambiente subaquático e terrestre em função da frequência das ondas RF

Uma das formas de contornar estas fortes perdas na transmissão de longa distância é encaminhar o sinal para a superfície e utilizar a propagação no ar, onde a atenuação é mais baixa, fazendo regressar o sinal à água junto ao receptor. No entanto, as ondas ao atravessarem meios ambientes diferentes sofrem atenuação devido a perdas por refração (RL). No caso da superfície da água, RL é dado por [9],

$$RL = -20 \log \left(\frac{7.4586}{10^6} \right) \sqrt{\frac{10}{f\sigma}} \text{ [dB]}, \quad (2.3)$$

onde f é a frequência em Hz e σ a condutividade em S/m.

2.2. COMUNICAÇÕES SUBAQUÁTICAS SUPORTADAS EM ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS

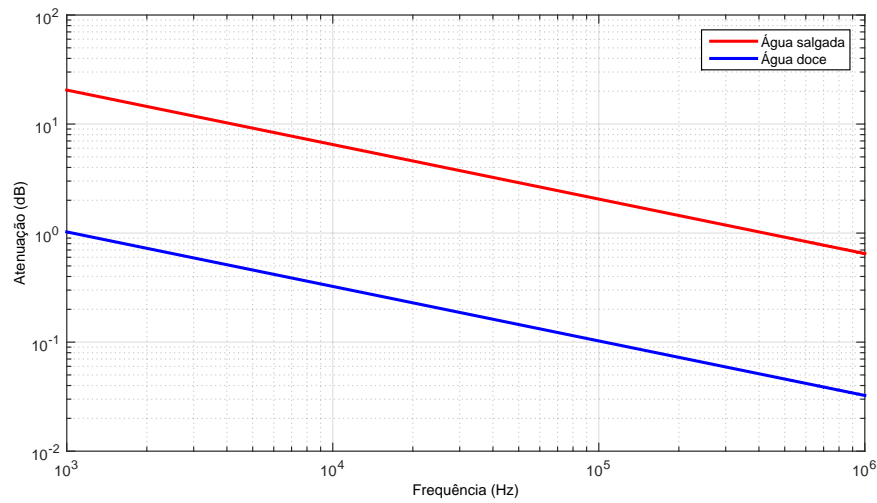


Figura 2.6: Perdas por refração entre o ar e a água em função da frequência das ondas RF

A figura 2.6 ilustra as perdas por refração em função da frequência na água do mar e na água doce. Conclui-se que com o aumento da frequência, diminuem as perdas por refração.

Dada a severa atenuação em sinais RF, apenas alguns sistemas subaquáticos foram concebidos em RF. Têm sido usados sinais rádio de baixa frequência (do inglês Extremely Low Frequency, frequentemente abreviado ELF) em aplicações militares. A Alemanha foi pioneira nas comunicações de rádio em submarinos durante a Segunda Guerra Mundial, [11]. O *modem* subaquático RF SeaText, lançado pela Wireless Fibre Systems [12], em 2006, pode comunicar até várias dezenas de metros a uma velocidade de 100 bps. A Wireless Fibre Systems lançou outro *modem*, SeaTooth, que pode suportar 1 a 100 Mbps até 1 metro de distância [12].

Tabela 2.1: Alcance, taxa de transmissão e aplicações da generalidade dos *modems* RF em ambientes subaquáticos

Alcance	Taxa de transmissão em água salgada	Taxa de transmissão em água doce	Aplicações
< 1 m	100 Mbps	100 Mbps	ancorar AUVs ¹
10 m	100 kbps	1 Mbps	<i>download</i> de informação de AUVs comunicação entre mergulhadores
50 m	6 kbps	100 kbps	comunicação entre mergulhadores
200 m	100 bps	1 kbps	controlo de AUVs comunicação entre mergulhadores
2 km	1 bps	10 bps	telemetria de águas profundas
10 km	1 bps	1 bps	telemetria de águas profundas

¹ do inglês Autonomous Underwater Vehicles, frequentemente abreviado para AUVs

A tabela 2.1 [12] mostra as possíveis taxas e distâncias de transmissão dos *modems* RF sem fios tanto para água salgada como para água doce e as suas principais aplicações.

2.2.2 Ondas Ópticas

As ondas eletromagnéticas no espectro do visível têm comprimentos de onda entre os 400 nm (azul claro) e os 700 nm (luz vermelha). Devido ao seu curto comprimento de onda, as ondas ópticas oferecem a possibilidade de comunicações digitais de alto débito. Todavia estas ondas sofrem fortes atenuações, devido à absorção das ondas na água na banda do óptico e ao forte espalhamento provocado pelas partículas em suspensão existente na água [13], limitando, assim, a distância da ligação.

A intensidade luminosa, na água, junto ao receptor localizado a d metros do emissor com uma intensidade I_0 , em Candelas (cd), pode ser descrita por

$$I(\lambda) = I_0(\lambda)e^{-k(\lambda)d} \text{ [cd]}, \quad (2.4)$$

onde $k(\lambda)$ é o coeficiente de absorção [14], em m^{-1} , dado, aproximadamente, por

$$k(\lambda) = \alpha_w(\lambda) + \zeta_p(\lambda) \text{ [m}^{-1}\text{]}, \quad (2.5)$$

onde $\alpha_w(\lambda)$ representa a absorção, em m^{-1} , e $\zeta_p(\lambda)$ a turvação da água, em m^{-1} . A dispersão das moléculas da água e a absorção das partículas podem ser desprezadas.

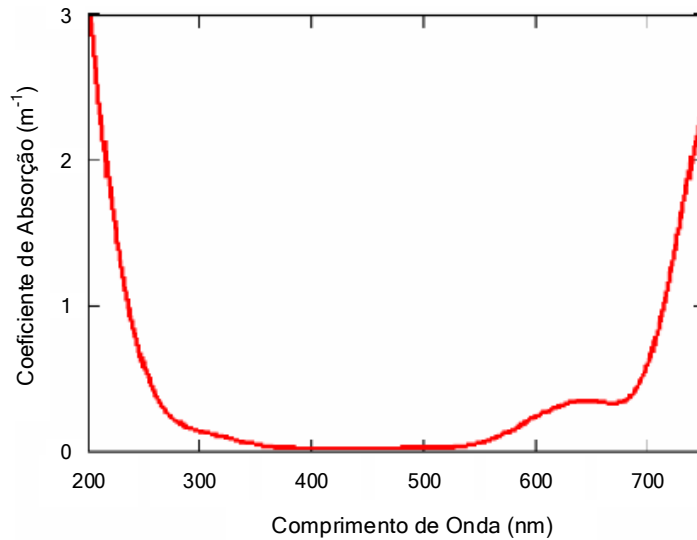


Figura 2.7: Coeficiente de absorção de ondas ópticas em água pura [15, 16]

A molécula da água, H_2O , absorve fortemente a radiação no espectro do vermelho. Por sua vez os sais dissolvidos, tais como $NaCl$, $MgCl_2$, Na_2SO_4 , $CaCl_2$, KCl absorvem radiação em comprimentos de onda adicionais [17]. Como pode ser visto na figura 2.7, o

coeficiente de absorção na água é menor para comprimentos de onda em torno de 400-500 nm, a região azul-verde do espectro da luz visível. As águas oceânicas profundas têm índice de turvação mais baixo permitindo que 10% da luz transmitida abaixo da superfície do mar possa atingir uma profundidade de 90 metros. Por outro lado, nas águas costeiras, a presença de uma elevada turvação, a mesma quantidade de luz transmitida apenas atinge os 15 metros de profundidade [17].

A turvação da água desempenha um papel determinante no desempenho dos *modems* ópticos o que tem limitado o desenvolvimento deste tipo de equipamentos. O *modem* óptico descrito em [18] atinge uma distância de 2 metros a uma taxa de transmissão de 57 kbps. Em [19], um protótipo de um *modem* óptico para águas profundas, atinge 10 Mbps até 100 metros. Recentes pesquisas também envolveram uma abordagem híbrida que combina a tecnologia óptica e acústica.

2.3 Comunicações Subaquáticas Suportadas em Ondas Acústicas

As ondas acústicas estão associadas ao movimento vibratório das partículas do meio líquido gerado por uma fonte sonora. A energia envolvida é transferida para o meio na forma de energia acústica. Dada a maior densidade da água, as ondas acústicas viajam 4 a 5 vezes mais rapidamente na água (1500 m/s, aproximadamente) do que no ar. As ondas acústicas podem ser afectadas pela absorção, espalhamento e ruído na água. Todavia, o nível de atenuação resultante permite, ainda assim, atingir distâncias significativas.

2.3.1 Caracterização do Meio de Suporte ao Canal Acústico

As propriedades do meio que exercem grande influência na acústica subaquática são a temperatura, a salinidade e a densidade, com impacto na velocidade do som.

2.3.1.1 Temperatura e Velocidade do Som

A temperatura é a grandeza mais importante no que diz respeito à propagação do som na água. Esta influencia, fortemente, a densidade e a sua respectiva estratificação, a distribuição de nutrientes e a concentração biológica. Após as primeiras medições da temperatura na água realizadas no século XVII, foi rapidamente observado que a temperatura da água decresce com a profundidade. Verificou-se que a maior parte da energia incidente (por exemplo de origem solar) na água é absorvida nos primeiros metros de profundidade.

De acordo com a figura 2.8, verifica-se que existe uma rápida variação de temperatura entre os 400 e os 1100 metros de profundidade. Esta zona é denominada por termoclina e depende da sazonalidade e da latitude. A temperatura é praticamente constante a partir dos 1500 metros de profundidade. A principal grandeza considerada na propagação sonora é a velocidade do som, e que depende da compressibilidade e da densidade do meio. Portanto, varia em virtude da dinâmica do ambiente aquático e é obtida por modelos

empíricos que a descrevem em função dos parâmetros, tais como temperatura, salinidade e pressão/profundidade.

Observa-se que a velocidade do som aumenta com o incremento de qualquer um dos três parâmetros referenciados atrás, sendo a temperatura, o factor mais determinante. Abaixo da superfície encontra-se a região I, onde a velocidade é influenciada pelas variações no aquecimento da superfície da água e pela acção do vento. Na região II, a velocidade do som decresce rapidamente com a profundidade, onde é largamente controlada pela temperatura e salinidade. Por fim, abaixo da termoclina e estendendo-se até ao fundo, encontra-se a região III, caracterizada pelo aumento da velocidade do som de acordo com o aumento da pressão.

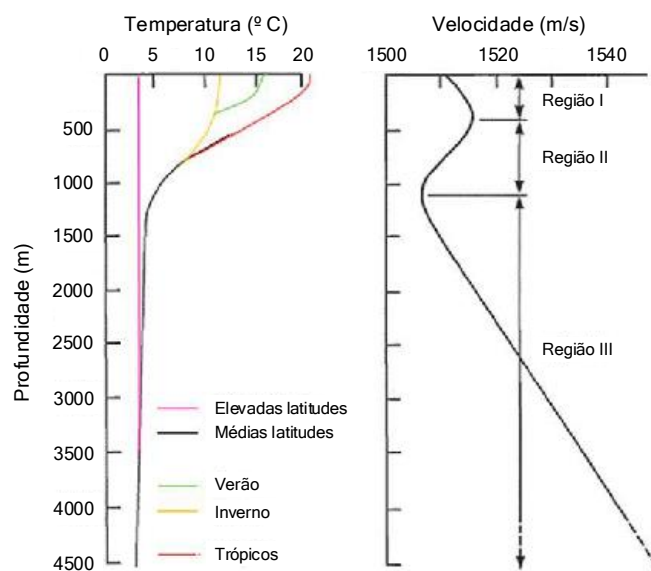


Figura 2.8: Temperatura e velocidade do som na água em função da profundidade

2.3.1.2 Salinidade

A salinidade é o termo usado para expressar a quantidade de sais dissolvidos na água. Afecta a compressibilidade e, consequentemente, a velocidade de propagação do som, o índice de refacção, o ponto de congelamento e a temperatura de máxima densidade. É expressa, adimensionalmente, por uma escala relativa, obtida a partir da comparação da grandeza com uma amostra padrão, conhecida como escala prática de salinidade (do inglês Practical Salinity Unit, frequentemente abreviado por PSU). Anteriormente, era expressa em ppt (1 ppt corresponde a 1 grama por litro) [20].

De acordo com a figura 2.9, a água dos oceanos da Terra tem uma salinidade média aproximada de 35 ppt, a água salobra apresenta salinidades entre 0.5 ppt e 30 ppt e a água doce pode conter uma salinidade entre 0 ppt e 0.5 ppt.

2.3. COMUNICAÇÕES SUBAQUÁTICAS SUPORTADAS EM ONDAS ACÚSTICAS

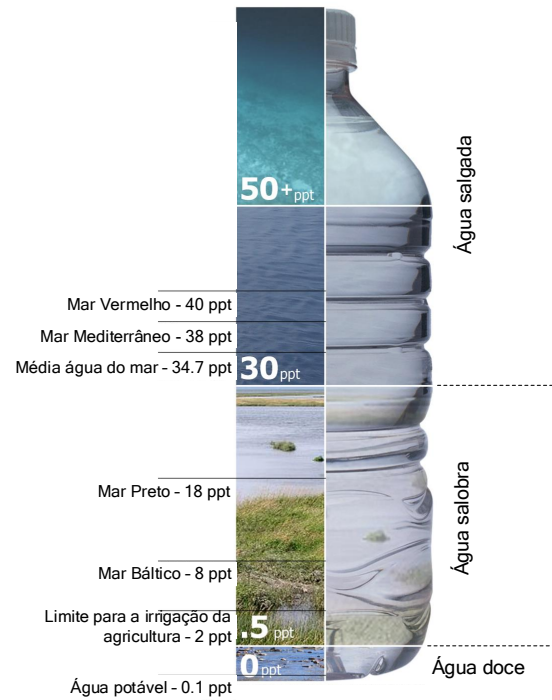


Figura 2.9: Escala prática de salinidade da água (baseado em [21])

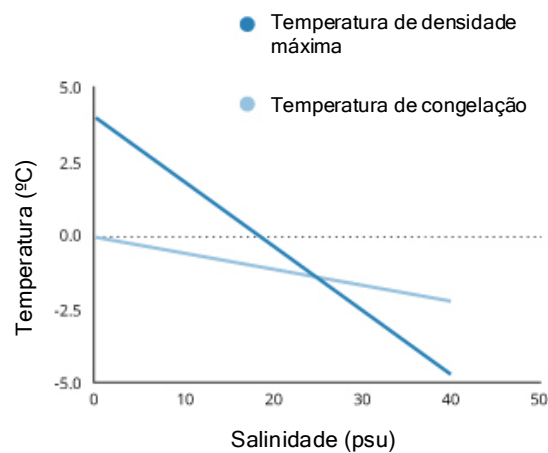


Figura 2.10: Salinidade em função da temperatura da água [20]

Notar que, pela figura 2.10, a salinidade não só afecta a densidade da água, mas também a temperatura a que ocorre a densidade máxima e o ponto de congelação da água [20].

2.3.1.3 Densidade

A densidade da água é importante no estudo da sua dinâmica, porque pequenas variações podem produzir correntes bastante fortes, sendo, portanto, responsável pela estabilidade hidrostática dos oceanos, rios ou lagos. Relacionada com esta propriedade está a compressibilidade, que expressa as mudanças de volume, face a variações de pressão com impacto na velocidade de propagação do som [20].

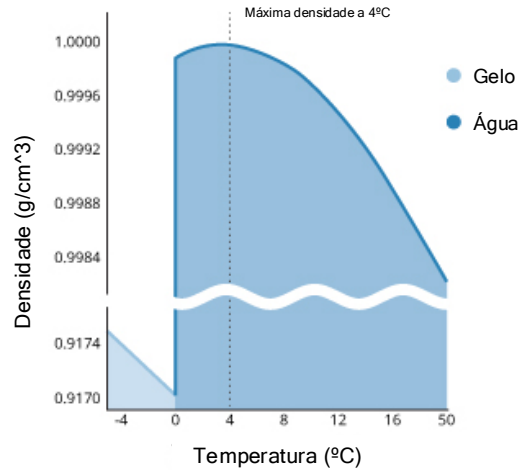


Figura 2.11: Densidade em função da temperatura da água [20]

2.3.2 Propagação Acústica

2.3.2.1 Intensidade Acústica

Como as variações de pressão de um meio líquido são provocadas pelo movimento oscilatório das partículas na direcção de propagação, a relação entre a velocidade dessas partículas e a pressão é dada por

$$p = \rho c \mu \text{ [Pa] } , \quad (2.6)$$

onde p é a pressão, dada em pascal (Pa), ρ a densidade, em kg/m^3 , c a velocidade do som e μ a velocidade da partícula, ambas em m/s.

A constante de proporcionalidade ρc é chamada de impedância acústica específica ou característica, dada em ohm, e é uma propriedade do meio onde a onda se propaga. A intensidade acústica média é definida como o fluxo médio de energia através de uma área

2.3. COMUNICAÇÕES SUBAQUÁTICAS SUPORTADAS EM ONDAS ACÚSTICAS

unitária, orientada na direcção normal à propagação expressa por

$$I = \frac{P}{A} = \frac{p_{rms}^2}{\rho c} [W/m^2], \quad (2.7)$$

onde P é a potência do sinal acústico, em watt (W), A a área, em m^2 , p_{rms} a pressão média quadrática, em Pa, ρ a densidade, em kg/m^3 , e c a velocidade do som, em m/s.

2.3.2.2 Nível do Sinal na Fonte

O nível de transmissão da fonte (do inglês Source Level, frequentemente abreviado para SL) do som refere-se à intensidade do sinal I_t , que por sua vez depende da potência de transmissão acústica, P_t [22]. Dada a potência P_t , a intensidade de sinal subaquático transmitido a 1 metro da fonte pode ser obtido por

$$I_t = \frac{P_t}{2\pi \times 1m \times H} [W/m^2], \quad (2.8)$$

onde H é a profundidade, em metros.

Pela equação 2.9, obtém-se o nível da fonte em relação a uma intensidade de referência, de $1 \mu Pa$ na água, equivalente a $6.7 \times 10^{-19} W/m^2$, [22].

$$SL = 10 \log \left(\frac{I_t}{6.7 \times 10^{-19}} \right) [dB \text{ re } 1 \mu Pa @ 1m] \quad (2.9)$$

2.3.2.3 Atenuação de Percurso

As perdas de transmissão (do inglês Transmission Losses, abreviado para TL), expressam a atenuação sonora ao longo da sua trajectória. As perdas de propagação do sinal acústico em águas pouco profundas [22] são dadas por

$$TL = 10 \times \mu \times \log(D) + \alpha(f) \times D [dB], \quad (2.10)$$

onde D é a distância, em km, entre a fonte e o receptor, α o coeficiente de absorção do meio (dependente da frequência), em dB/km e μ um coeficiente entre 1 e 2 que depende do tipo de espalhamento.

A absorção de ondas acústicas na água depende da temperatura, profundidade, salinidade e acidez da água, bem como da frequência da onda. A equação 2.11 expressa o coeficiente de absorção da água do mar à frequência f (kHz), descrita como a soma dos processos de relaxação química e da absorção da água pura [13].

$$\alpha(f) = \frac{A_1 p_1 f_1 f^2}{f_1^2 + f^2} + \frac{A_2 p_2 f_2 f^2}{f_2^2 + f^2} + A_3 p_3 f^2 [dB/km]. \quad (2.11)$$

O primeiro termo da equação mostra a contribuição do ácido bórico em que f_1 representa a sua frequência de relaxação. O segundo termo é proveniente da contribuição do sulfato

de magnésio em que f_2 representa a sua frequência de relaxação, e o terceiro termo é proveniente da contribuição da molécula H_2O . As dependências de pressão são dadas por p_1 , p_2 , e p_3 e A_1 , A_2 e A_3 são constantes [23].

A obra de François e Garrison, publicada em 1982 [23], reuniu um conjunto de medições anteriores, incluindo a publicação de Fisher e Simmons, de 1977. Uma análise mais recente e aprofundada foi feita por Ainslie e McColm, publicada em 1997, baseada no mesmo conjunto de dados. A expressão do coeficiente de absorção da água proposta por Ainslie e McColm apresenta duas componentes: uma originada pelo movimento das partículas em meio viscoso que apresenta poucos efeitos para frequências audíveis, mas dominante para frequências maiores que 1 MHz e outra devida a elementos químicos existentes na água. Algumas moléculas tem mais do que um estado estável e as alterações de uma para outra depende da pressão. Diferentes mudanças de fase envolvem diferentes tempos de reacção e este atraso na resposta pode ser caracterizado por um tempo de relaxação. Este termo só afecta as frequências mais baixas, onde f_1 e f_2 podem ser calculados a partir das equações 2.12 e 2.13, respectivamente [23].

$$f_1 = 0.78 \sqrt{\frac{S}{35}} e^{\frac{T}{26}} \text{ [kHz]} \quad (2.12)$$

$$f_2 = 42 e^{\frac{T}{17}} \text{ [kHz]} \quad (2.13)$$

Ambas as expressões dependem da temperatura, T ($^{\circ}C$), mas apenas f_1 , associada ao ácido bórico, depende significativamente da salinidade, S (ppt). A expressão final para as constantes A_x [23] associadas aos dois termos de relaxação química somados à componente responsável pela absorção da água pura resulta em

$$\alpha = 0.106 \frac{f_1 f^2}{f_1^2 + f^2} e^{\frac{pH-8}{0.56}} + 0.52 \left(1 + \frac{T}{43}\right) \left(\frac{S}{35}\right) \frac{f_2 f^2}{f_2^2 + f^2} e^{\frac{-D}{6}} + 0.00049 f^2 e^{-\left(\frac{T}{27} + \frac{D}{17}\right)} \text{ [dB/km]}. \quad (2.14)$$

Nas figuras 2.12 e 2.13, considerando $pH=7.1$, $T=20^{\circ}C$ e $D=0.1$ km, são visualizados os coeficientes de absorção para água salgada e água doce, respectivamente. De referir que a absorção é apenas parte do total referente às perdas de transmissão. Normalmente, a maior contribuição para a perda de transmissão é devido ao espalhamento da onda à medida que se propaga para além da fonte acústica.

Chama-se frente ou superfície de onda o lugar geométrico dos pontos no espaço em que a onda tem a mesma fase, num dado instante de tempo. Num meio homogéneo e livre, onde não há influência de fronteiras, o som proveniente de uma fonte pontual propaga-se uniformemente em todas as direcções, com uma velocidade constante e em direcção perpendicular à frente da onda. Se o meio fluído se encontrar limitado por interfaces paralelas, as frentes de onda começam por ser esféricas nas regiões próximas da fonte (sendo a atenuação proporcional ao quadrado da distância percorrida pela onda), embora a interacção com as interfaces, as confinam numa propagação cilíndrica. Neste caso, a perda de potência sonora aumenta linearmente com a distância a partir da origem.

2.3. COMUNICAÇÕES SUBAQUÁTICAS SUPOSTADAS EM ONDAS ACÚSTICAS

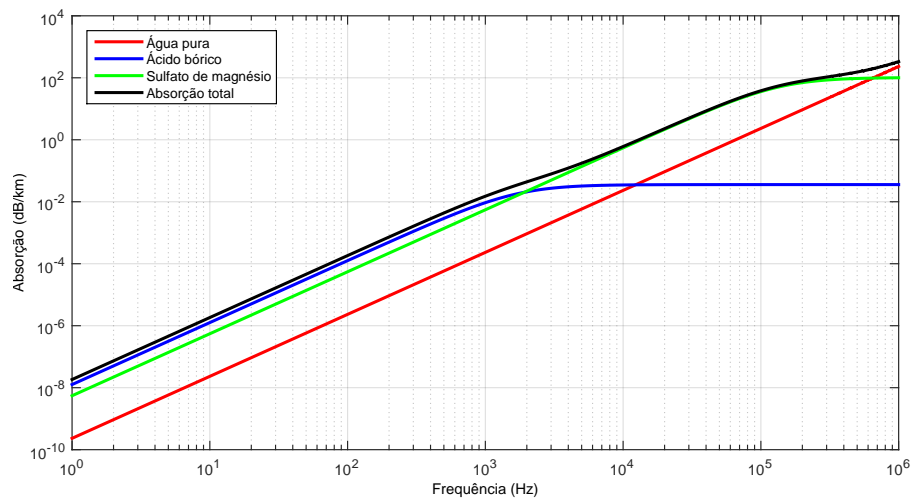


Figura 2.12: Coeficiente de absorção acústica em água salgada (S=35 ppt) em função da frequência da onda

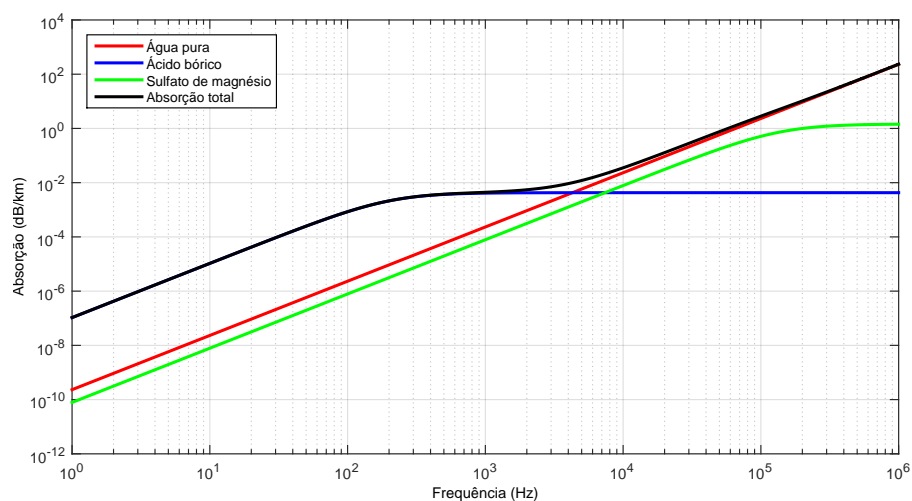


Figura 2.13: Coeficiente de absorção acústica em água doce (S=0.5 ppt) em função da frequência da onda

Em ambientes homogêneos, as perdas por espalhamento são dadas por

$$10\log(D^\mu) \text{ [dB]}, \quad (2.15)$$

onde D é a distância percorrida pela onda, em metros, e μ um coeficiente que se situa entre 1 para propagações cilíndricas e 2 para propagações esféricas (ver figura 2.14).

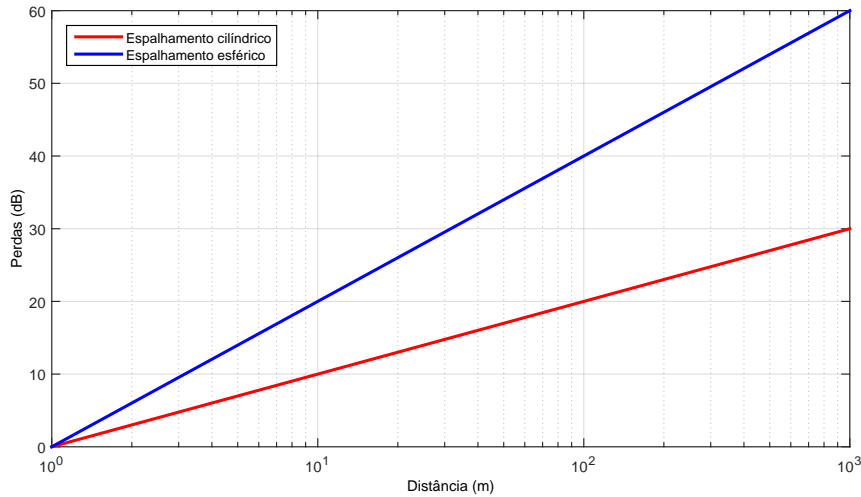


Figura 2.14: Perdas acústicas por espalhamento em função da frequência da onda na água

Num meio não homogêneo, porém, as trajetórias dependem do perfil da velocidade do som e da geometria do meio entre a fonte e o receptor.

2.3.2.4 Desvanecimento por Multi-Percurso

O multi-percurso em canais de comunicação subaquáticos é causado por dois factores essenciais: reflexão da onda na superfície, no fundo e em quaisquer objectos/animais e pela refração do som na água, consequência da lei de Snell [24]. A temperatura na coluna de água, juntamente com diferentes correntes a vários níveis de profundidade são outras causas responsáveis por variações nas velocidades de propagação e de interferências intersimbólicas.

As interações da energia sonora com a superfície e o fundo alteram a trajetória, pois parte da energia é reflectida em várias direcções e o restante passa para o meio contíguo, por refração. As ondas sonoras também sofrem espalhamento aleatório ao incidirem em peixes, organismos planctónicos, bolhas de ar, entre outros. De entre os diversos fenómenos físicos que afectam a propagação acústica destacam-se aqueles que ocorrem quando as ondas atravessam meios de propriedades diferentes. Nesta situação, parte da energia é reflectida de volta para o meio de onde ela provinha e parte é transmitida ou refractada para o segundo meio.

A superfície do mar, além de ser reflectora, é também uma interface espalhadora do som. Conforme a rugosidade for aumentando com a acção do vento, a reverberação e

as perdas na reflexão, a atenuação por bolhas e pela turbulência e a geração de ruídos começam a influenciar a propagação acústica [25]. Se as ondulações à superfície forem muito pequenas, essa interface é considerada plana, respondendo como um reflector perfeito ou ideal [26].

Analogamente à superfície, a interacção do som com o fundo afecta a propagação devido à reverberação e às perdas na reflexão, a atenuação devido à porosidade dos sedimentos. Esses efeitos, porém, são mais difíceis de serem calculados devido à composição diversa e estratificada do fundo, a qual varia desde rocha dura até lama macia. Nesses efeitos, também estão incluídas as variações bruscas na densidade e na velocidade do som [25]. A topografia do fundo pode ser também, muito variável e acidentada, o que em certos casos, bloqueia a propagação sonora, provocando o surgimento de áreas de sombra. De um modo geral, quanto maior a frequência, maior a sensibilidade do sinal à rugosidade [27].

2.3.2.5 Ruído

Para além da absorção e espalhamento do sinal na água, é necessário ter em conta o ruído na selecção da faixa de frequências para comunicações subaquáticas [28, 29], considerando uma dada relação sinal-ruído (S/R). O ruído acústico (do inglês Noise Level, frequentemente abreviado para NL) em ambiente subaquático está sempre presente, gerado por uma variedade de fontes naturais ou provocado pelo homem, sendo que o impacto de cada um dos factores no nível de ruído total é classificado pela sua distribuição na frequência. A actividade do transporte marítimo pode dominar o nível de ruído em baías ou portos, enquanto as correntes de águas são a principal fonte de ruído nos rios.

Podem ser consideradas quatro fontes de ruído principais - turbulência, transporte marítimo, ondulação e ruído térmico - descritas como sendo do tipo gaussiano e apresentam uma densidade espectral de potência constante ao longo da frequência.

O ruído existente causado pela turbulência [30, 31] situa-se a baixas frequências (< 10 Hz), sendo descrito por

$$10\log N_t(f) = 17 - 30\log(f) \text{ [dB]}. \quad (2.16)$$

O termo usado para descrever o ruído causado por embarcações [32], afecta os sinais com frequências no intervalo entre 10 Hz e 100 Hz e é apresentado por

$$10\log N_s(f) = 40 + 20(s - 0.5) + 26\log(f) - 60\log(f + 0.03) \text{ [dB]}, \quad (2.17)$$

onde s é o factor de transporte, entre 0 e 1.

O ruído responsável pela ondulação marítima [32, 33] afecta os sinais a frequências situadas entre 100 Hz e 100 kHz e é enunciado por

$$10\log N_v(f) = 50 + 7.5\omega^{\frac{1}{2}} + 20\log(f) - 40\log(f + 0.4) \text{ [dB]}, \quad (2.18)$$

onde v é a velocidade do vento, em m/s.

O ruído térmico [30] é causado pela agitação molecular e afecta os sinais com frequências superiores a 100 kHz, sendo expresso por

$$10\log N_{th}(f) = -15 + 20\log(f) \text{ [dB]}. \quad (2.19)$$

A densidade espectral de potência do ruído pode ser calculada por $N_t(f) + N_s(f) + N_v(f) + N_{th}(f)$ dado que se consideram serem independentes entre si.

2.3.3 Sistemas Acústicos Subaquáticos Existentes

As ondas acústicas são utilizadas em sistemas de comunicações subaquáticas devido à baixa atenuação do som neste ambiente, quando comparando com outras tecnologias.

2.3.3.1 Modems Comerciais

Os *modems* acústicos subaquáticos comerciais são usados por grandes companhias petrolíferas, agências governamentais e universidades.

A *LinkQuest* dispõe de *modems* de curto e longo alcance [34]. O UW M1000, que é utilizado essencialmente em águas pouco profundas, tem baixa potência (1 W de transmissão e 0.75 W de recepção) e é capaz de comunicar até cerca de 350 metros com uma taxa de transmissão de dados de 17800 bps. O UW M10000, um *modem* de profundidade, consome 40 W na transmissão e 0.8 W na recepção podendo comunicar até 10 km com uma velocidade de transmissão de dados de 2500 a 5000 bps.

A *Teledyne Benthos* fabrica *modems* que têm sido utilizados em redes de sensores subaquáticas a cargo da Marinha Norte Americana. Os seus *modems* são comercializados principalmente para comunicações de profundidade, ponto-a-ponto, isto é, do fundo do oceano directamente para a superfície, por exemplo [35]. Conseguem comunicar para além de 1 km a 10240 bps sem erros em situações ideais. No entanto, as típicas taxas de transmissão de dados situam-se entre os 2400 bps. Estes *modems* têm um consumo de 20 a 84 W de potência na transmissão e 0.7 W na recepção.

A *TriTech Internacional* desenvolveu o Micron Data Modem [36] para pequenos veículos controlados remotamente (do inglês Remotely Operated Vehicles, frequentemente abreviado para ROVs). O MicronModem, o mais leve *modem* acústico no mercado, torna-o adequado para aplicações que têm restrições de tamanho e peso (como a bordo de pequenas AUVs ou ROVs). O custo é na ordem dos 3000 €, representando cerca de metade do preço em relação a outros *modems* acústicos no mercado. No entanto, o MicronModem apresenta um consumo de energia moderado (7.92 W na transmissão e 720 mW na recepção) para uma distância máxima de 500 metros e um débito de 40 bps.

2.3. COMUNICAÇÕES SUBAQUÁTICAS SUPORTADAS EM ONDAS ACÚSTICAS

O Grupo *Aquatec* é outra empresa que projecta *modems* acústicos [36]. Os seus *modems* de longo alcance oferecem uma taxa de transmissão de dados entre 100 a 2000 bps e um alcance de até 5 km.

A *EvoLogics* desenvolveu seis *modems* acústicos subaquáticos que fazem uso da sua tecnologia subaquática patenteada (S2C) [37]. S2C foi concebido para imitar o padrão de som do golfinho e espalhar continuamente a energia do sinal por uma vasta gama de frequências, de modo a que a componente de multi-percurso não interfira. Os *modems* vão desde os de alta velocidade (31 kbps) para aplicações de pequeno/médio alcance (1000 m) em águas rasas aos de longa distância (8 km) com uma taxa de transmissão de dados inferior (6.9 kbps) em águas profundas.

A *DSPComm* produz o AquaComm, um *modem* sem fios subaquático que fornece ao utilizador a capacidade de definir a potência de transmissão e recepção de dados oferecendo assim uma solução de baixo consumo de energia para aplicações de curto alcance [38]. O AquaComm atinge distâncias de 3 km e oferece taxas de transmissão entre 100 a 480 bps.

O MicroModem [39] desenvolvido pelo WHOI (Woods Hole Oceanographic Institution) é uma arquitectura *open source* alternativa para soluções comerciais. É programável pelo utilizador e pode suportar vários instrumentos. Actualmente é utilizado para comunicação e navegação de veículos autónomos subaquáticos e em boias sensores. O MicroModem utiliza dois tipos de modulação na camada física: esquema de modulação na frequência (do inglês Frequency-Shift Keying, frequentemente abreviado para FSK) ou esquema de modulação na fase (do inglês Phase-Shift Keying, frequentemente abreviado para PSK), com taxa de transmissão que poderá chegar aos 5400 bps em PSK.

A tabela 2.2 resume e compara os *modems* de cada uma das empresas mencionadas em termos de frequência de operação, potência de transmissão e recepção, esquema de modulação, taxa de transmissão de bits e custo. Para valores não especificados na literatura denota-se por "NS". As frequências de operação variam entre 8 kHz e 78 kHz, as potências de transmissão variam entre 2.5 W e 80 W e as taxas de transmissão de bits variam entre 40 e 15000 bps. Todos os *modems* fazem uso de transdutores comerciais que só por si custam alguns milhares de euros, contribuindo com uma grande parcela do custo total do *modem*.

Tabela 2.2: Comparação entre *modems* acústicos subaquáticos comerciais

Empresa	Modem	Frequência (kHz)		Potência (W)		Taxa de Transmissão (bps)	Alcance (km)	Custo (€)
	Modelo	Centro	Largura de Banda	Tx	Rx			
LinkQuest [34]	UW M1000	35.7	17.9	1	0.75	17800	0.35	> 6000
	UW M2000	35.7	17.9	2	0.8	17800	1.5	
	UW M2000H	35.7	17.9	2	0.8	17800	1.5	
	UW M2200	71.4	35.7	6	1	35700	1	
	UW M3000	10	5	12	0.8	5000	3	
	UW M3000H	10	5	12	0.8	5000	3	
	UW M4000	17	8.5	7	0.8	8500	4	
TELEDYNE BENTHOS [35]	UW M10000	10	5	40	0.8	5000	10	> 6500
	ATM9XX (PSK)	11.5/18.5/24.5	5	20	0.7	2400	6	
	ATM9XX (MFSK ²)	11.5/18.5/24.5	5	20	0.7	15360	6	
TriTech [36]	ATM885	18.5	5	84	0.7	15360	0.7	~ 3000
	MicronModem	22	4	8	0.7	40	0.5	
Aquatec [36]	AQUAModem 500	29	4	NS	NS	100	0.25	> 7000
	AQUAModem 1000	9.7	4.5	20	0.6	2000	5	
EvoLogics [37]	S2CR 48/78	63	30	18	1.1	31200	1	> 10000
	S2CR 40/80	51	26	40	1.1	27700	1	
	S2CR 18/34	26	16	35	1.3	13900	3.5	
	S2CR 12/24	18.5	11	15	1.1	9200	6	
	S2CR 7/17	12	10	40	1.1	6900	8	
DSPComm [38]	AquaComm Marlin	23	14	1.8	0.3	480	1	> 5300
	AquaComm Mako	23	14	1.8	0.3	240	1	
	AquaComm Orca	23	14	1.8	0.3	100	3	
WHOI [39]	MicroModem (FSK)	25	4	100	0.2	80	2	> 6000
	MicroModem (PSK)	25	4	100	2.2	5400	2	

²do inglês Multi Frequency Shift Keying, frequentemente abreviado para MFSK

2.3.3.2 Soluções Propostas por Projectos de Investigação

As pesquisas sobre os *modems* acústicos subaquáticos têm sido conduzidas com o objectivo de reduzir o consumo energético e custo, testando novos algoritmos de comunicação para aumentar a taxa de transmissão de dados e melhorar o desempenho do dispositivo quando colocado em ambientes adversos.

O Instituto de Ciências da Informação da Universidade do Sul da Califórnia desenvolveu um *modem* protótipo para o projecto experimental de redes de sensores subaquáticas sísmicas (SNUSE) [40]. O principal objectivo do projecto era fornecer um *modem* de baixa potência e baixo custo para operar entre 50 a 500 metros para aplicações de monitorização sísmica. Para conseguir esse objectivo, o protótipo inclui um receptor barato e de baixa potência que consome apenas 500 μ W, um microcontrolador e um esquema de modulação baseado em FSK. O protótipo custou menos de 90 €, com uma potência máxima de transmissão de 2 W, 25 mW de recepção e 500 μ W em *stand-by*, sendo que apenas ficou optimizado para experiências no ar.

As pesquisas da Universidade da Califórnia em Irvine resultaram no desenvolvimento de *modems* acústicos constituídos por altifalantes e microfones genéricos para estabelecer comunicações entre redes de sensores acústicas subaquáticas com a ideia de que o uso de hardware simples pode reduzir muito o custo do projecto do *modem* [41].

O AquaModem [42], concebido na Universidade da Califórnia em Santa Barbara foi projectado para aplicações de curto alcance (<1 km) em linha recta debaixo de água rasa. O *modem* foi testado num coral e o seu alcance atinge os 440 metros com uma taxa de transmissão de dados de 133 bps e uma taxa de erro inferior a 1% [43].

As pesquisas da Universidade Kookmin, Coreia, projectaram um *modem* acústico subaquático que faz uso de quatro pequenos transdutores de ar para comunicar com outros nós que se encontrem a Norte, Sul, Este e Oeste, respectivamente, e um quinto transdutor para comunicar com o nó da superfície. O projecto usa um microcontrolador ATmega 128 que faz interface com um processador PXA270 Arm para a camada MAC. Opera a 30 kHz e é capaz de transmitir dados a 5 kbps até distâncias de 30 metros [44].

Um grupo de investigação conduzido por Vasilescu desenvolveu o AquaNode. Apresenta um modelo híbrido: por via óptica para transmissão ponto-a-ponto, a curta distância, a uma taxa de transmissão de 330 kbps e por via acústica para transmissão a longo alcance com uma taxa de transmissão de 300 bps [45].

As pesquisas da Universidade de Connecticut notibilizaram-se por um *modem* baseado em OFDM, assente num TMS320C6713 DSP com o objectivo de fornecer uma maior taxa de transmissão de dados em relação a outros *modems* de investigação [46]. O *modem* foi testado num tanque de água, em laboratório, não tendo sido testado no terreno [47].

Sozer e Stojanovic desenvolveram um *modem* acústico reconfigurável (rModem) [48]. Outras numerosas pesquisas têm implementado algoritmos de comunicação num *laptop* e usado *hardware* comprado comercialmente para controlar e realizar testes em água, com implementações baseadas em OFDM [49, 50, 51, 52, 53, 54] e em MIMO [55, 56]. Estes e outros projectos são úteis para examinar a capacidade de diferentes esquemas de modulação.

A tabela 2.3 compara os *modems* de investigação descritos anteriormente em termos de plataforma, esquema de modulação, taxa de transmissão de dados e alcance. Para valores não especificados na literatura denota-se por "NS".

Tabela 2.3: Comparação entre *modems* acústicos subaquáticos propostos em trabalho de investigação

Instituição	Modem	Plataforma	Frequência (kHz)	Alcance (km)	Taxa de Transmissão (bps)	Modulação
University of Southern California	USC [40]	ATMEGA 128L MCU (Mica2)	18	0.5	600	FSK
University of California, Irvine	UCI [40]	Tmote (MSP430 MCU)	1.5	0.01	48	FSK
University of Connecticut	uConn [46]	TMS320C6713 DSP	12.5	(Lab)	6200	OFDM (QPSK ⁴)
Massachusetts Institute of Technology	rModem [48]	TMS320C6713 DSP	12	0.016	550	QPSK
University of California, Santa Barbara	AquaModem [42]	TMS320C6713 DSP	24	0.44	133	DSSS ⁵
Kookmin University	Kookmin [44]	ATMEGA 128 MCU	30	0.03	5000	OOK ⁶
Massachusetts Institute of Technology	AquaNode [45]	ADBlackfin B533 DSP	30	0.4	300	FSK
University of California, San Diego	UCSD [57]	FPGA	NS	NS	NS	NS
Northwestern Polytechnical University in China	NPUC [58]	ADSP-TS101 + FPGA	NS	(Lab)	1000	OFDM (BPSK ⁷)
North Carolina State University	NCSU [59]	ATmega 168 MCU	47.5	0.1	31	4-FSK
Gangneung-Wonju National University	GaWoNU [60]	ARM Cortex-M3	70	0.07	200	OOK
ITACA Institute	ITACA [61]	C8051F920	85	0.1	1000	FSK

³do inglês Quadrature Phase-Shift Keying, frequentemente abreviado para QPSK⁴do inglês Direct Sequence Spread Spectrum, frequentemente abreviado para DSSS⁵do inglês On-Off Keying, frequentemente abreviado para OOK⁶do inglês Binary Phase-Shift Keying, frequentemente abreviado para BPSK

2.4 Conclusões

Após descrito o efeito do ambiente subaquático nas ondas RF, ópticas e acústicas, a tabela 2.4 (baseado em [13]) resume e compara as características das comunicações subaquáticas RF, óptica e acústica.

As ondas de rádio podem proporcionar elevadas taxas de transmissão de dados, mas estão sujeitas a uma forte atenuação devido à condutividade da água. As ondas ópticas proporcionam ainda maiores taxas de transmissão de dados, mas estão sujeitas à atenuação devido à turvação da água.

Por fim, as ondas acústicas permitem estabelecer ligações a distâncias mais longas, mas suportam taxas de transmissão de dados mais baixas e estão sujeitas aos efeitos de desvanecimento multi-percurso. As aplicações subaquáticas onde se pretendem incluir redes de sensores sem fios exigem baixas taxas de transmissão de dados e como tal, as ondas acústicas são as mais robustas e fiáveis, justificando assim, a sua utilização no desenvolvimento de um transreceptor acústico. Para aumentar o débito em sistemas de transmissão acústica submarina deve-se usar frequências elevadas. No entanto, a atenuação é maior a altas frequências. Por essa razão é necessário chegar a um compromisso e verificar o que em cada caso é mais importante, se a distância ou a resolução.

Tabela 2.4: Caracterização de comunicações sem fios em ambientes subaquáticos

	RF	Óptica	Acústica
Velocidade da Onda (m/s)	$\sim 3 \times 10^8$	$\sim 3 \times 10^8$	$\sim 1.5 \times 10^3$
Taxa de Transmissão	< 10 Mbps	< 1 Gbps	< 100 kbps
Alcance	~ 1 a 100 m	~ 1 a 100 m	\sim km
Perdas de Potência	~ 28 dB/km/MHz	\propto turvação	> 0.1 dB/m/Hz
Largura de Banda	\sim MHz	$\sim 10^{14}$ to 10^{15} Hz	\sim kHz
Principais Dificuldades	potência limitada	ambiente limitado	largura de banda limitada interferências

TRANSRECEPTOR ACÚSTICO PARA COMUNICAÇÕES DIGITAIS SUBAQUÁTICAS

3.1 Arquitectura do Sistema e Orçamento da Ligação

O objectivo passa por desenvolver um *modem* acústico, capaz de transmitir e receber dados em ambiente subaquático, de baixo custo e de baixo consumo energético. A sua arquitectura pode ser dividida em diversos blocos. No entanto, o foco do sistema proposto nesta dissertação vai para dois dos blocos principais, um circuito para a transmissão e outro para a recepção (ver figura 3.1). Para entender correctamente como operam os transdutores acústicos de forma a determinar a qualidade do desempenho e a conveniência do transdutor são descritas as principais formas de transdução e especificações na secção seguinte.

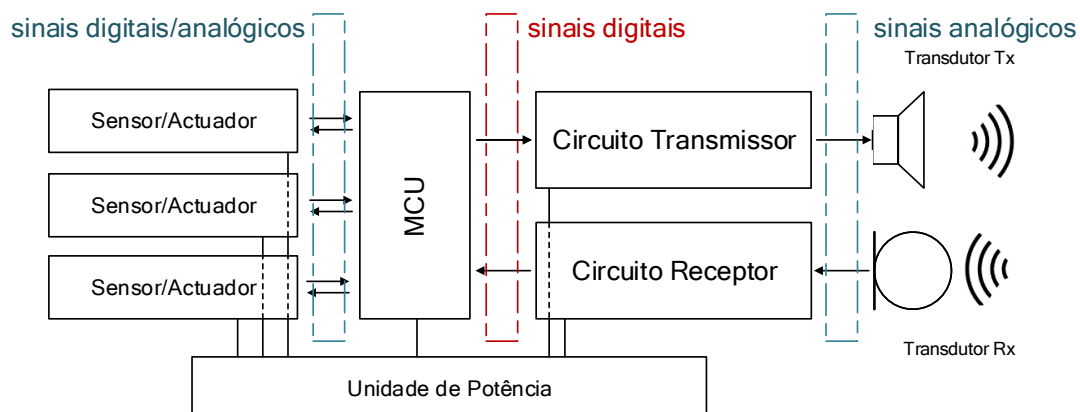


Figura 3.1: Blocos principais do *modem* acústico subaquático

CAPÍTULO 3. TRANSRECEPTOR ACÚSTICO PARA COMUNICAÇÕES DIGITAIS SUBAQUÁTICAS

Em todos os projectos de comunicação entre dois pontos é fundamental descrever o modelo de propagação do sinal desde a origem até ao receptor contabilizando todas as perdas que existem durante o trajecto (ver figura 3.2).

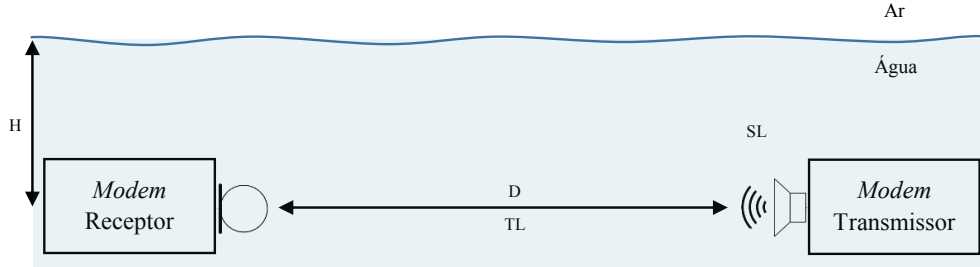


Figura 3.2: Modelo de propagação acústica subaquática a uma profundidade H e a uma distância D

O nível de intensidade sonora num ponto à distância, D (km), da fonte (do inglês Sound Intensity Level, frequentemente abreviado para SIL) é dado por

$$SIL = SL - TL \text{ [dB re } 1 \mu\text{Pa}] , \quad (3.1)$$

onde SL é o nível sonoro na fonte e TL as perdas totais de transmissão ao longo do trajecto.

Sabendo a potência acústica de transmissão, obtém-se o nível sonoro na fonte, SL, pela equação 2.9. Através da soma dos efeitos da absorção, TL_a , e do espalhamento geométrico, TL_s , as perdas totais de transmissão, TL, podem ser estimadas por

$$TL = TL_a + TL_s \text{ [dB]} . \quad (3.2)$$

Pelas equações 3.3 e 3.4, o cálculo da tensão recebida no receptor depende da sensibilidade do transdutor.

$$dB_{recebido} = SIL + Sensibilidade \text{ [dB re } 1\text{ V}] . \quad (3.3)$$

$$V_{recebido} = 10^{\frac{dB_{recebido}}{10}} \text{ [V]} . \quad (3.4)$$

A relação sinal-ruído (do inglês Signal-Noise Ratio, frequentemente abreviado para SNR) no receptor para a distância e potência de transmissão estabelecidas é

$$SNR = SL - TL - NL \text{ [dB]} , \quad (3.5)$$

onde SL é o nível de intensidade sonora na fonte, TL as perdas de transmissão devido a absorção e espalhamento e NL o ruído associado à banda do canal de comunicação.

3.2 Transdutores Electroacústicos

Um transdutor acústico é um dispositivo que converte energia eléctrica em energia mecânica e vice-versa. Existem muitos factores que afectam o design de um transdutor acústico, podendo desempenhar funções tanto de sensor como de actuador. De entre muitos transdutores electroacústicos, destacam-se o altifalante como actuador e o microfone (no ar) e o hidrofone (na água) como sensores.

Os transdutores electroacústicos operam usando uma variedade de diferentes materiais ou mecanismos de transdução.

Em transdutores magnéticos, geralmente encontrados em transdutores de meio gasoso, uma bobine é colocada num campo magnético gerado por um magneto permanente. Ao fluir uma corrente eléctrica alternada (sinal eléctrico) pela bobine produz um campo magnético e uma força que faz o cone de papel (ou aglomerado de madeira ou PVC) preso à bobina vibrar, pressionando e distendendo o meio à sua volta. O resultado desse processo é a produção de ondas sonoras cujas características correspondem ao sinal eléctrico aplicado. De modo semelhante, quando o som chega ao diafragma, este vibra, fazendo vibrar a bobina, produzindo nos seus terminais uma pequena corrente eléctrica. A sua magnitude e direcção são directamente proporcionais ao movimento da bobine e do diafragma. Este tipo de transdutores são altamente confiáveis, resistentes e fidedignos.

Os transdutores também podem ser concebidos usando materiais magnetostrictivos para transduzir. Quando estes materiais são colocados sobre um campo magnético, as suas dimensões mecânicas mudam em função da força do campo magnético, que por sua vez pode ser utilizado para gerar som.

Outros transdutores utilizam cristais piezoeléctricos, normalmente feitos a partir de um material cerâmico, como o quartzo, o sal de Rochelle ou o Difosfato de Amónia para a transdução em meios gasosos e aquáticos. O princípio de funcionamento é totalmente diferente quando comparado com a transdução magnética. Não existe bobine, nem campo magnético. Quando sujeitos a um sinal eléctrico, os átomos dos cristais ficam sujeitos a uma "pressão eléctrica", isto é, os átomos ao deslocarem-se para se reequilibrarem, deformam-se ligeiramente, alterando a sua forma. Durante o seu movimento vibratório geram ondas de pressão acústica. Um aumento da amplitude do sinal, irá resultar numa deformação maior e, consequentemente, numa saída de som maior. O efeito inverso também é válido. Quando a onda sonora atinge as faces do material cerâmico, fá-lo vibrar deformando-o levemente, gerando uma tensão em resposta a essa deformação proporcional às variações da pressão sonora. Os materiais de transdução mais usados em transdutores piezoeléctricos são o Titanato de bário e o Titanato Zirconato de Chumbo, muitas vezes referidos como cerâmicas piezoeléctricas. A sua popularidade é devida a um custo relativamente baixo, somado à capacidade de ser fabricado numa grande variedade de formas e tamanhos.

No circuito equivalente de um cristal piezoelétrico, L , C e R dependem das propriedades do cristal e C_1 é a capacitância entre os eléctrodos (ver figura 3.3). Os altifalantes piezoelétricos têm um circuito equivalente electrónico complexo, mas pode ser visto como uma carga capacitiva com valores compreendidos entre 10 nF e 1 μ F.

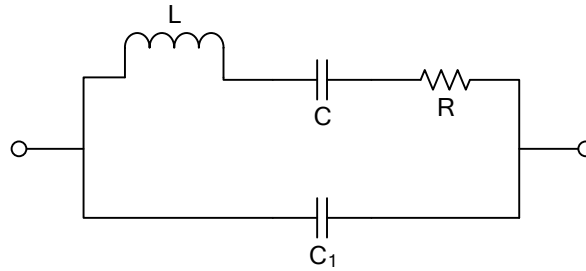


Figura 3.3: Circuito equivalente de um altifalante piezoelétrico

Como os altifalantes piezoelétricos actuam, principalmente, como uma carga capacitiva, a impedância complexa irá diminuir com o aumento da frequência (ver figura 3.4).

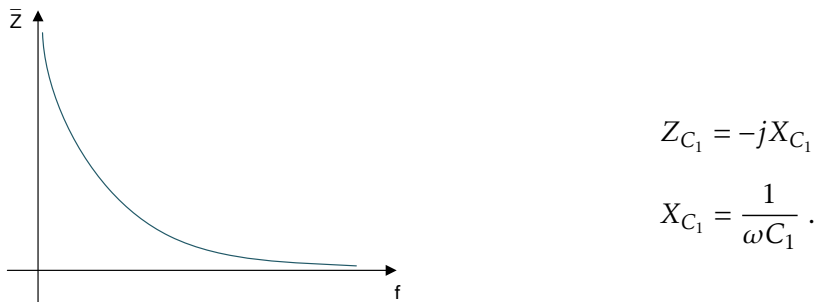


Figura 3.4: Impedância de um altifalante piezoelétrico em função da frequência

Os transdutores também são seleccionados com base na frequência de operação, sensibilidade e direcionalidade da resposta.

Os transdutores emissores produzem uma maior intensidade sonora quando operam na vizinhança da frequência de ressonância, por isso, o sistema deve ser projectado para operar na sua frequência de ressonância. Do mesmo modo, quando utilizados como receptores, os transdutores acústicos irão produzir um sinal eléctrico maior para uma dada pressão sonora. No entanto, o sistema deve operar abaixo da sua frequência de ressonância de forma a tirar partido de uma resposta constante e, aproximadamente, plana do transdutor.

A sensibilidade e a direccionalidade medem, em termos práticos, a receptividade e a resposta a um determinado impulso de diferentes direcções, respectivamente, tais como:

- Omnidireccional - Sensível a sons de todas as direcções (ver figura 3.5a).
- Cardioide - Mais sensível a sons que chegam na direcção do seu eixo principal, rejeitando parcialmente sons laterais e, totalmente, sons vindos da direcção posterior (ver figura 3.5b).
- Direccional - Sensível exclusivamente a sons advindos da direcção do seu eixo principal, sendo insensível a sons de outras direcções (ver figura 3.5c).
- Supercardioide - Rejeição total dos sons que chegam da direcção posterior ao seu eixo principal. Em comparação com o cardióide, a sua rejeição a sons laterais também é maior (ver figura 3.5d).
- Bidireccional - Variação do tipo direccional (ver figura 3.5e).

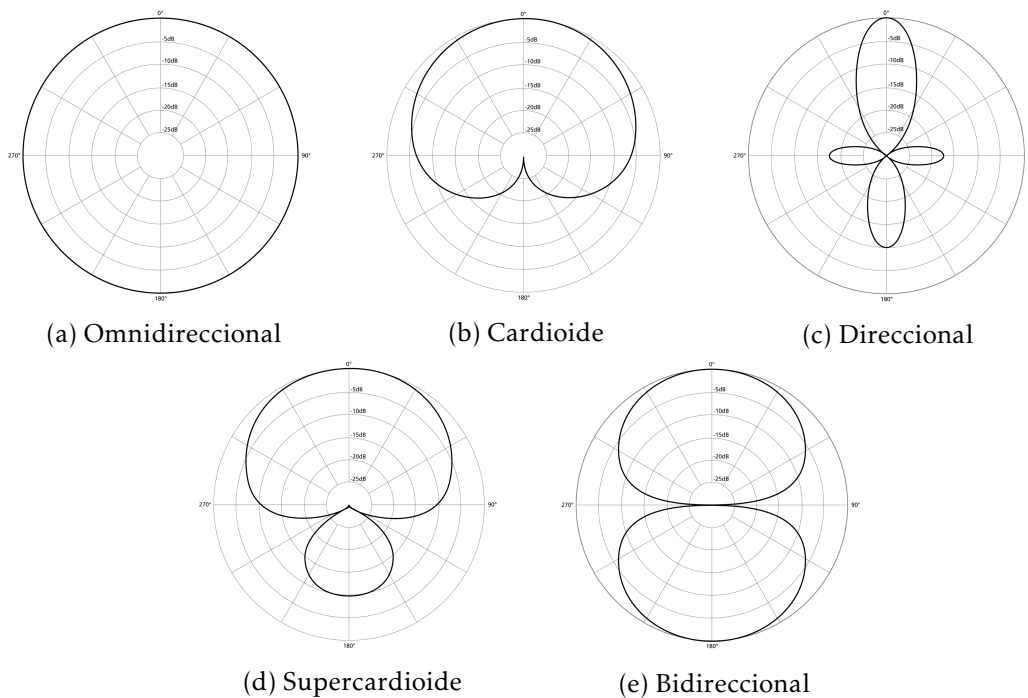


Figura 3.5: Diagramas polares de direccionalidade da resposta dos transdutores

3.3 Design e Simulações do Sistema

3.3.1 Circuito Transmissor

Na figura 3.6, visualiza-se o diagrama dos principais blocos do circuito de transmissão, que é, essencialmente, constituído por um gerador de sinal, um microcontrolador e um amplificador de potência. O microprocessador é responsável por enviar os dados quer sejam provenientes da aquisição de sinal de um sensor (ou por ligação rádio via *Bluetooth Low Energy* (BLE)) e programar o gerador de sinais com o intuito de gerar um sinal. Posteriormente, ocorre a modulação, que introduz o sinal digital na portadora, e finalmente amplificado de forma a activar o transdutor acústico.

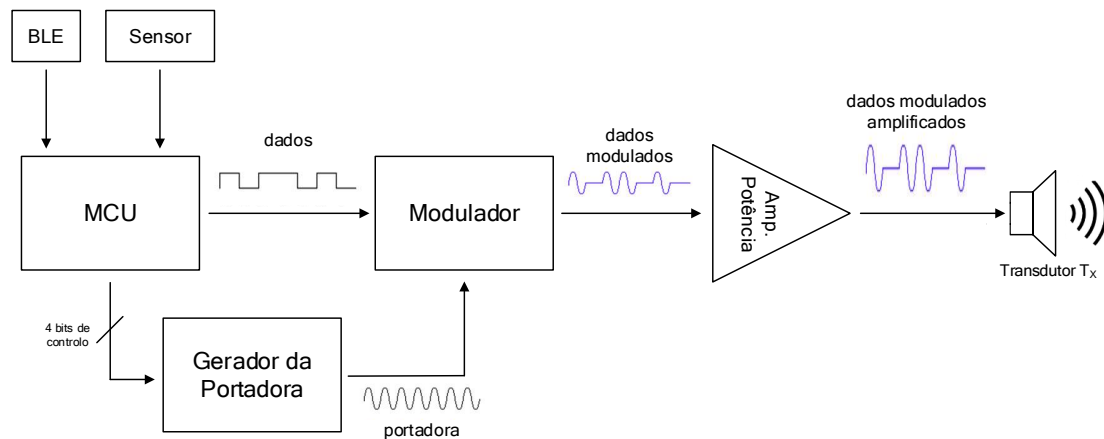


Figura 3.6: Diagrama de blocos do circuito de transmissão

Gerador da Portadora

Com o objectivo de gerar um sinal analógico à saída programado através do microcontrolador, optou-se por uma arquitectura de síntese directa digital (do inglês *Direct Digital Synthesis*, frequentemente abreviado para *DDS*). O custo competitivo, o alto desempenho, a fácil implementação e programação e capacidade de gerar vários tipos de ondas (sinusoidais, quadradas e triângulares) fazem desta tecnologia uma boa alternativa para várias aplicações aos circuitos sintetizadores de frequência baseados em *PLL* (do inglês, *Phase-Lock-Loop*) ou pontes de *Wien*, por exemplo.

De uma forma simples, um *DDS* pode ser implementado a partir de um sinal de relógio de referência preciso, um contador de endereços, uma memória programável só de leitura (do inglês, *Programmable Read-Only Memory*, frequentemente abreviado para (*PROM*)) e um conversor *D/A* (ver figura 3.7).

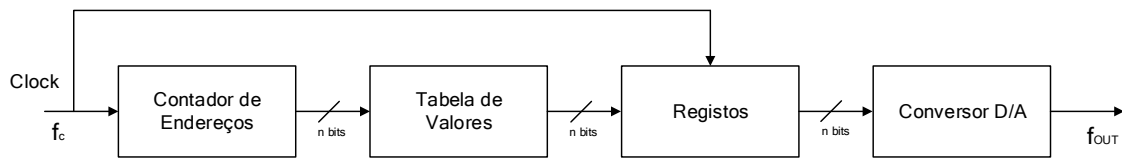


Figura 3.7: Diagrama de blocos de um DDS

A informação da amplitude digital que corresponde a um ciclo completo da onda é armazenado na PROM, que funciona como uma tabela de valores. O contador de endereços acede a cada um dos registos da PROM e os seus conteúdos (amplitudes de onda) são apresentados pelo conversor D/A de alta velocidade, gerando uma determinada forma de onda. A frequência de saída desta implementação é dependente da frequência do relógio de referência e do *step size* da onda que é programada na PROM.

A frequência do sinal obtido na saída, f_{OUT} , obedece à seguinte relação:

$$f_{OUT} = \frac{M \times f_c}{2^N} \text{ [Hz]}, \quad (3.6)$$

onde M é o valor da palavra de frequência (do inglês, Tuning Word), f_c a frequência do relógio de referência, em Hz, e N a largura do acumulador de fase, em bits.

Apresenta algumas vantagens, tais como:

- Micro resolução da frequência de saída e capacidade de ajuste da fase, controlados digitalmente;
- Extremamente rápido na sintonização da frequência (ou fase) de saída;
- Boa fiabilidade, ruído de *jitter* e desempenho AC da saída analógica;
- Inerentemente estável;
- A arquitectura digital DDS elimina a necessidade de um sistema de sintonização e ajuste manual;
- A interface do controlo digital da arquitectura DDS facilita um ambiente onde os sistemas podem ser controlados remotamente, e optimizados, sob o controlo de um microprocessador;
- Flexibilidade em modificar a forma de onda;
- Maior imunidade às variações do ambiente que poderiam afectar circuitos de natureza analógica (temperatura, tensão de alimentação, entre outras).

O módulo AD9850 (ver figura 3.9) é um dispositivo DDS com um núcleo de alta velocidade que oferece um ajuste da frequência a 32 bits, o que resulta numa resolução de saída de 0.0291 Hz para uma entrada de relógio de referência de 125 MHz.

A arquitectura do circuito permite gerar uma frequência de até metade da frequência do relógio de referência, bem como ser alterada digitalmente (de forma assíncrona). O dispositivo também inclui 5 bits de modulação da fase com controlo digital, o que permite o deslocamento da fase da saída em incrementos de 180°, 90°, 45°, 22.5°, 11.5° e qualquer combinação dos mesmos.

O controlo e ajuste da frequência e modulação da fase podem ser programados por via paralela ou série. Neste projecto, o carregamento dos dados foi realizado por via série, através de 4 pinos: *reset*, actualizar frequência/*reset* registo de dados, palavra de frequência e dados via série (ver figura 3.8). A potência de consumo ronda os 380 mW, quase sem distorção do sinal de saída.

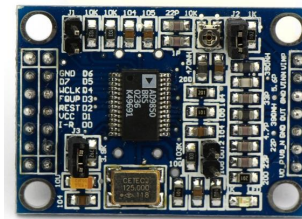
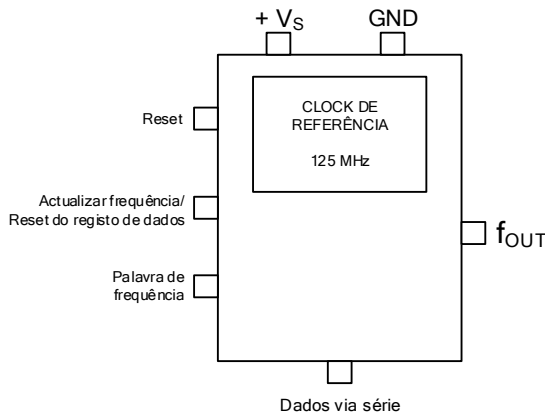


Figura 3.9: Módulo DDS AD9850

Figura 3.8: Mapa simplificado dos pinos utilizados existentes no módulo DDS AD9850

Modulador

Em 1924, Nyquist determinou a capacidade máxima de um canal desconsiderando a existência do ruído,

$$C = 2B \log_2(N) \text{ [bps]}, \quad (3.7)$$

onde C é a capacidade máxima do canal, B a largura de banda, em Hz, e N o número de níveis do sinal.

A base do teorema diz que um canal com largura de banda B pode enviar no máximo $2B$ valores de tensão diferentes por segundo, ou seja, no máximo pode-se alterar a onda portadora a cada meio ciclo a fim de transmitir um sinal binário. É importante referir que o teorema de Nyquist não leva em consideração a existência de ruído. Assim, é possível, teoricamente, aumentar indefinidamente a taxa de transmissão do canal, simplesmente

aumentando o número de níveis da modulação. No entanto, visto que quanto maior o número de níveis, mais difícil será a correcta reconstrução do sinal na existência de ruído, pois os níveis ficam mais próximos entre si. Uma solução para esse problema é aumentar a energia do sinal.

O teorema de Shannon, expresso pela equação 3.8, já considera a existência de ruído, impondo limites para a máxima taxa de transmissão do canal e para a modulação multi-nível que pode ser utilizada.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) [bps], \quad (3.8)$$

onde S é a potência do sinal enviado através de uma linha e N a potência do ruído.

As modulações em amplitude e em frequência do tipo ASK (do inglês, Amplitude-Shift Keying) [43, 60] e FSK [39, 40, 44, 57] permitem que a decodificação não necessite de acompanhamento de fase da portadora. A principal vantagem destes tipos de modulação é a sua simplicidade, não sendo necessários processadores com elevados recursos, o que leva a um maior consumo de energia. Devido à baixa complexidade destes métodos leva o sistema a estar sujeito a interferências causadas pelo efeito de Doppler e propagação multi-percurso.

Para aumentar a eficiência espectral e o alcance da comunicação, existem alternativas, baseadas em técnicas de modulação de fase coerente, como PSK [62] e QAM (do inglês, Quadrature Amplitude Modulation) [47]. No entanto, para fazer face à propagação no canal acústico sem perda significativa de eficiência espectral, os sinais de entrada devem ser equalizados de acordo com a resposta do canal e depois decodificados. Ao utilizar estas técnicas, a complexidade do modem e o consumo de energia aumentam.

A escolha do tipo de codificação para a modulação do sinal pretendido requer um compromisso entre a largura de banda da transmissão e a probabilidade de erro e respectiva simplicidade de implementação, tanto na modulação como na desmodulação. Visto que um dos requisitos é que o sistema seja de baixa potência, e tendo em conta a natureza da frequência da portadora, situada na banda acústica, entre os 20 Hz e os 20 kHz, onde não é possível uma elevada largura de banda, ao contrário do que acontece com as ondas RF, de altas-frequências, pretende-se um esquema de codificação que minimize a utilização da largura de banda de cada byte, mantendo a simplicidade.

Os circuitos de modulação e desmodulação digital em amplitude são simples e por isso são usados em sistemas de custo relativamente baixo. Exigem metade da largura de banda acústica relativamente a FSK (utiliza apenas um canal, em vez de dois) para transmitir uma determinada quantidade de dados, satisfazendo as pretensões do projecto, apesar de ser muito sensível ao ruído.

A modulação ASK, representada na figura 3.10, consiste na variação da amplitude da onda sinusoidal portadora mediante o estado lógico do sinal modulador.

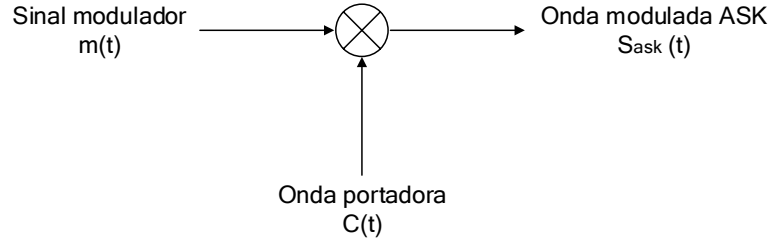


Figura 3.10: Diagrama de modulação ASK

A onda portadora $C(t)$, gerada pelo gerador de sinais, pode ser expressa por

$$C(t) = A_c \cos(2\pi f_{OUT} t) . \quad (3.9)$$

A onda modulada $S_{ask}(t)$, dada pela equação 3.10, é obtida através da multiplicação entre o sinal modulador $m(t)$ e a onda portadora $c(t)$.

$$S_{ask}(t) = m(t)C(t) = m(t)A_c \cos(2\pi f_{OUT} t) . \quad (3.10)$$

Para implementar este tipo de modulação, optou-se pelo circuito apresentado na figura 3.11, constituído por um transistor bipolar NPN 2N2222.

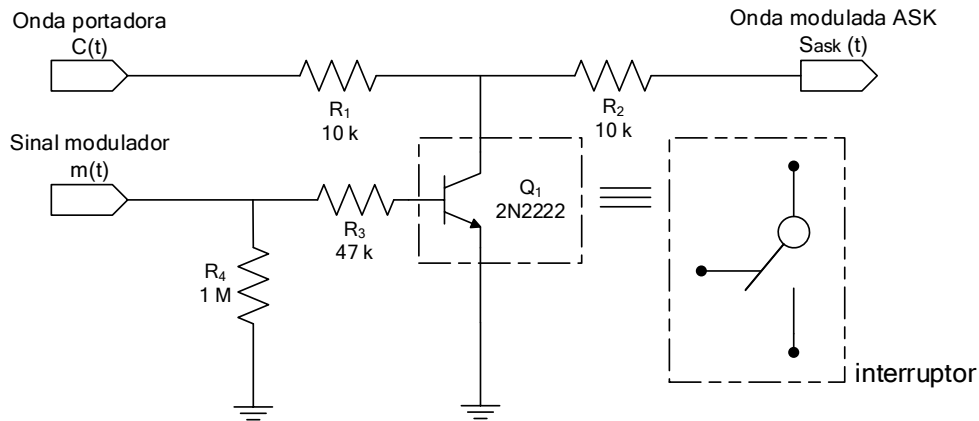


Figura 3.11: Circuito para implementação de modulação ASK

Quando o sinal lógico $m(t) = 0$, enviado pelo microcontrolador, a tensão aplicada à base do transistor é nula e, portanto, o interruptor encontra-se aberto (Q_1 está OFF) e o sinal modulador, $S_{ask}(t)$, repete o sinal portador, $C(t)$.

Quando $m(t) = 1$, a tensão aplicada na base é de 5 V, Q_1 está ON, o transistor comporta-se como um interruptor fechado, resultando numa ausência de senoide no sinal modulado, $S_{ask}(t)$.

Amplificador de Potência

Para desempenhar a função do amplificador de potência, simulado em LTspice (ver figura 3.12), foi utilizado, numa primeira escolha, o integrado LM386 [63]. O ganho é fixado internamente a 20 (V/V) para manter o mínimo de componentes externos, no entanto existem dois pinos (1 e 8) para controlo do ganho (ver figura 3.13). Para um ganho mínimo, a largura de banda é 325 kHz, aproximadamente (ver figura 3.14). O transdutor considerado foi um altifalante de transdução magnética de 0.5 W com 8 Ω de impedância.

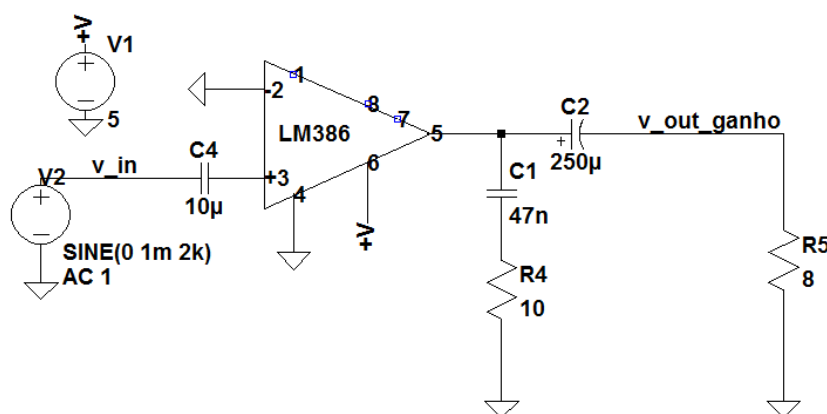


Figura 3.12: Circuito em LTspice do amplificador de potência LM386 com ganho 20

Quando alimentado a 5 V, este amplificador entrega, tipicamente, 250 mW à carga de 8 Ω , considerando 1% de distorção (do inglês Total Harmonic Distortion, frequentemente breviado para THD) (ver figura 3.15) com um rendimento de 60 %, aproximadamente (ver figura 3.16).

3.3.1.1 Simulação da Cadeia Transmissora

Para verificar a funcionalidade da cadeia transmissora e servir como base de comparação dos resultados obtidos em ambiente terrestre, foram realizadas simulações LTspice de todo o circuito transmissor (ver figura 3.17).

Algumas considerações importantes a ter em conta na interpretação dos resultados:

- O ganho do amplificador foi ajustado para o maior valor possível, introduzindo um condensador de 10 nF entre o pino 1 e 8;
- É indicado o uso de um condensador de 100 nF (*Bypass*) entre o pino 7 e a massa para evitar instabilidades no circuito, quando o ganho é superior a 20 (V/V);
- A resistência R_6 permite regular o volume;
- A resistência R_5 com o valor de 8 Ω simboliza a impedância do altifalante a utilizar no teste em laboratório com o modem a operar através do ar;

CAPÍTULO 3. TRANSRECEPTOR ACÚSTICO PARA COMUNICAÇÕES DIGITAIS SUBAQUÁTICAS

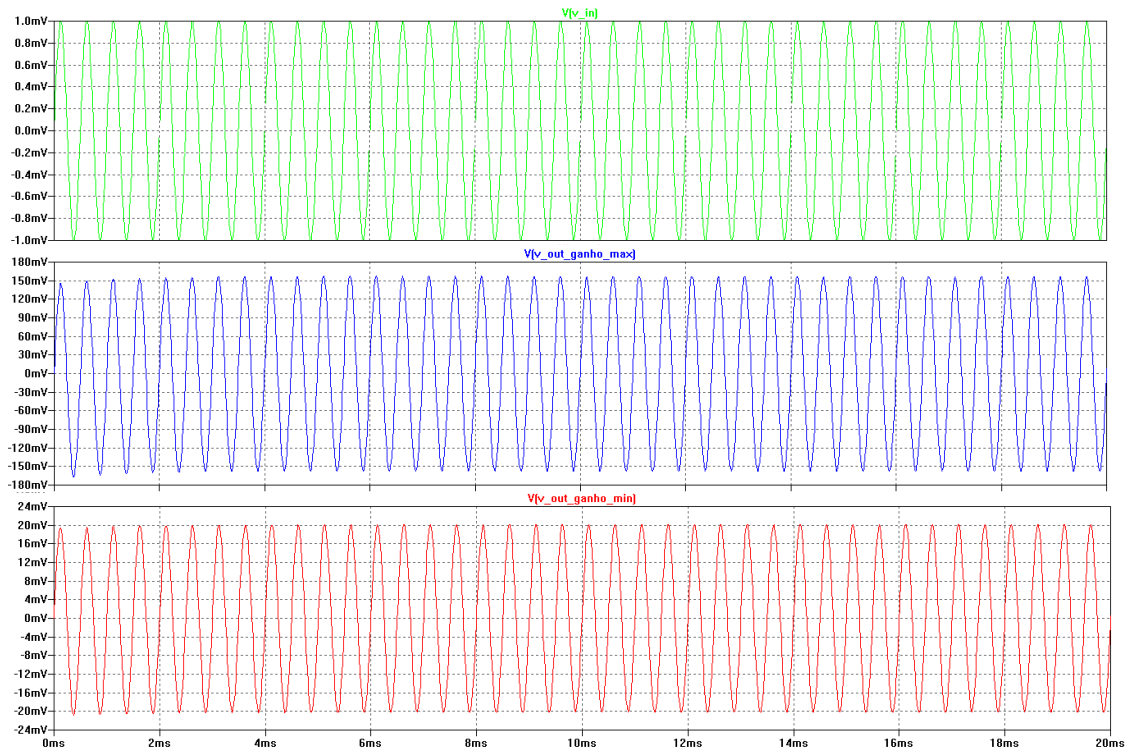


Figura 3.13: Simulação em LTspice do ganho do amplificador de potência LM386: sinal de entrada com 1 mV (verde) e sinal à saída do amplificador com ganho máximo (azul) e ganho mínimo (vermelho)

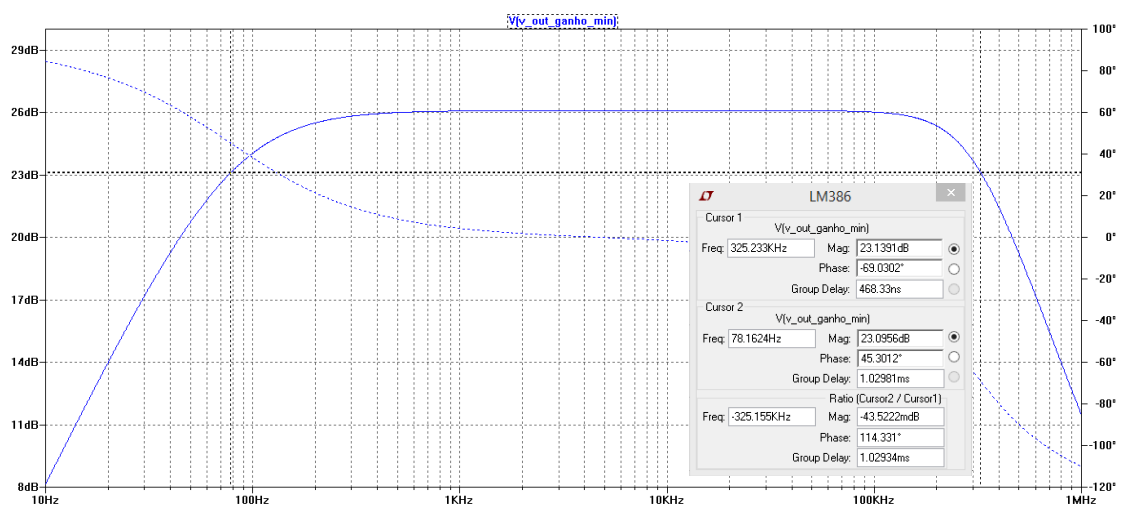


Figura 3.14: Simulação em LTspice da largura de banda do amplificador de potência LM386

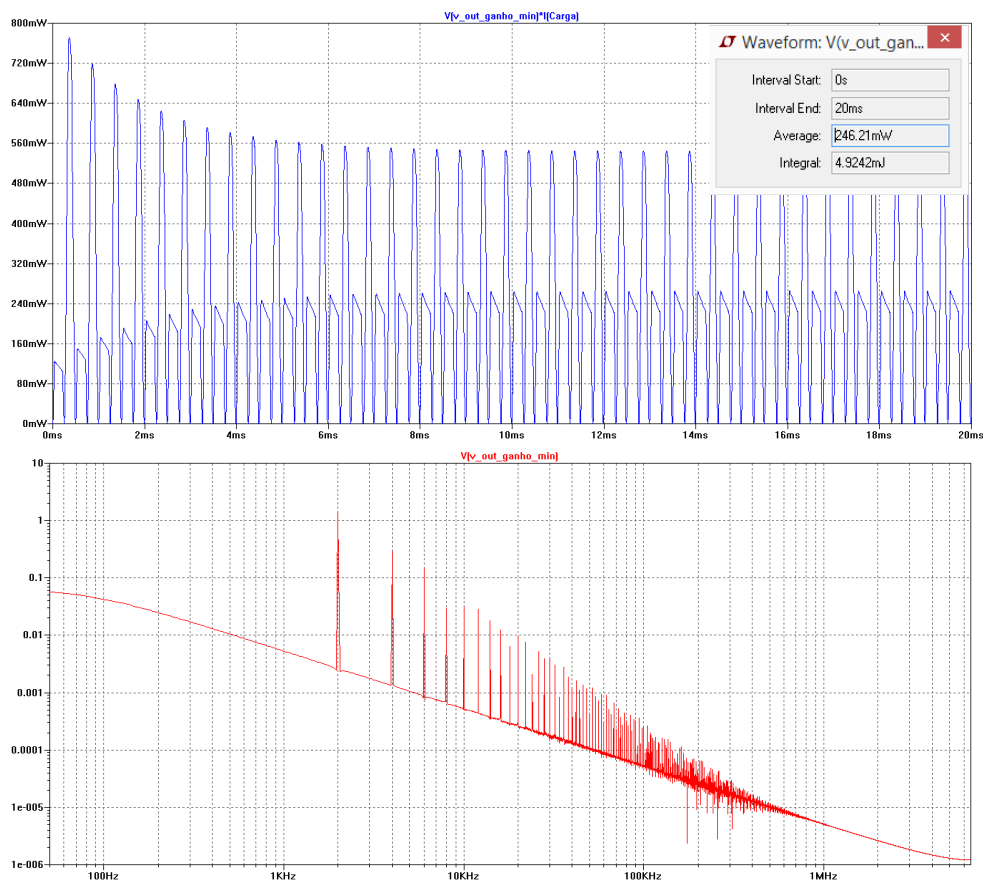


Figura 3.15: Simulação em LTspice da potência entregue a uma carga de $8\ \Omega$ por parte do amplificador de potência LM386 considerando 1% de THD

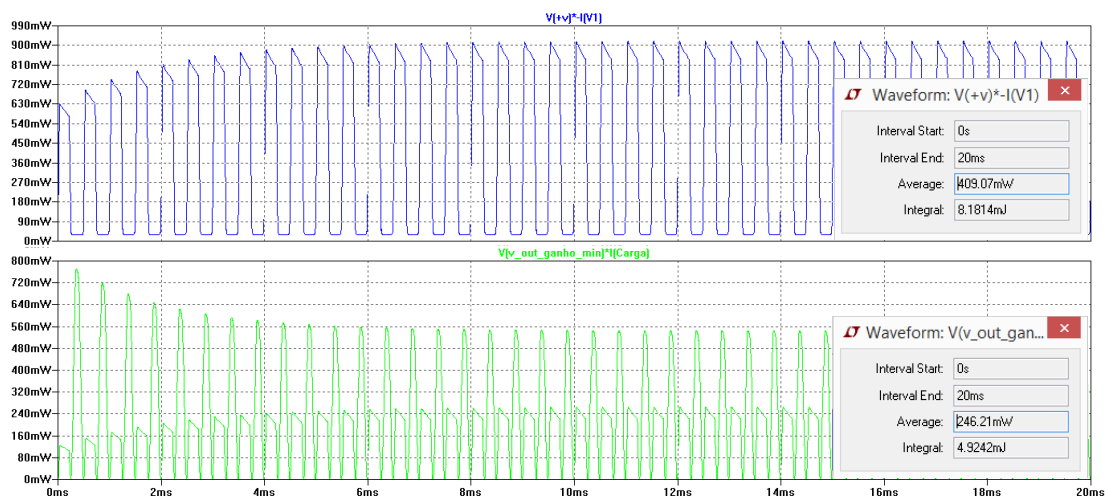


Figura 3.16: Simulação em LTspice do rendimento do amplificador de potência LM386

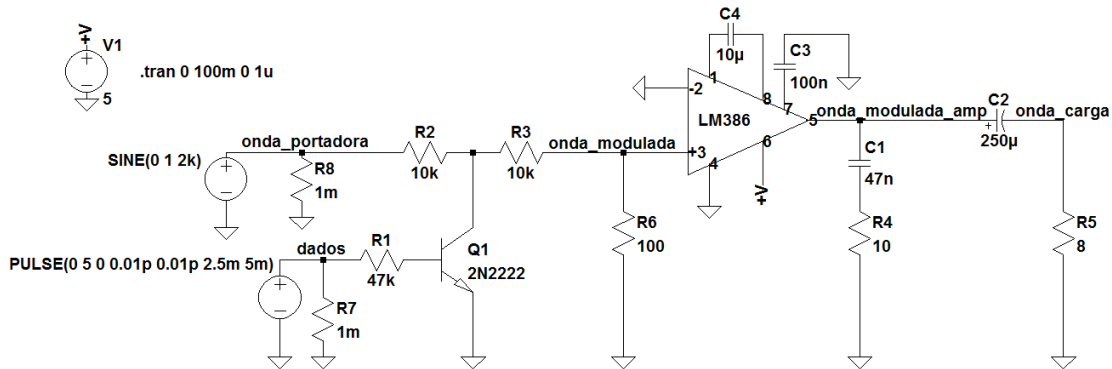


Figura 3.17: Simulação em LTspice da cadeia transmissora

- De forma a maximizar a transferência de energia entre o amplificador e o altifalante, a impedância de saída do amplificador de potência deve corresponder à impedância de entrada do transdutor. Sendo o transdutor a utilizar predominantemente indutivo, foi utilizado um condensador de $250 \mu\text{F}$ de forma a fazer parecer o transdutor mais resistivo perto da sua frequência de operação;
- Para modelar o DDS AD9850 foi usada uma fonte de tensão com a função de gerar uma onda sinusoidal com 1 V de amplitude e 2 kHz de frequência. Por defeito, a tensão de saída do DDS AD9850 é de 1 V. Em relação ao sinal proveniente do microcontrolador, foi também gerado com recurso a uma fonte de tensão, mas com a função de gerar pulsos com uma amplitude de 5 V, com tempos de subida e descida de 0.01 ps e um período de onda de 5 ms com o sinal a 5 V durante metade desse tempo, ou seja, 2.5 ms;

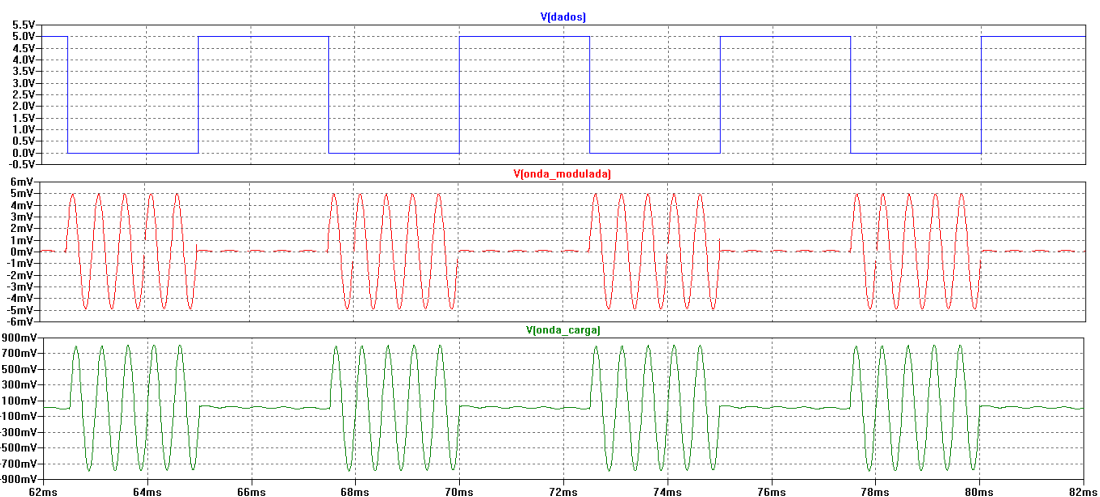


Figura 3.18: Simulação em LTspice da cadeia transmissora: sinal digital enviado (sinal azul), sinal modulado analógico contendo a informação antes de ser amplificado (sinal vermelho) e o sinal modulado após a passagem pelo amplificador recebido pelo altifalante (sinal verde)

Na figura 3.18 estão apresentados três sinais: os dados digitais enviados (azul), o sinal modulado analógico contendo a informação antes de ser amplificado pelo integrado LM386 (vermelho) e o sinal modulado após a passagem pelo amplificador recebido pelo altifalante (verde). Como se verifica, existe um aumento da amplitude do sinal depois da passagem pelo amplificador, comprovado pela figura 3.13. Enquanto, a onda a vermelho apresenta uma amplitude de 5 mV, a onda verde apresenta uma amplitude aproximada de 800 mV, contabilizando um ganho de 160 (V/V) com uma potência na carga de 20 mW sem distorção.

3.3.2 Circuito Receptor

Na figura 3.19, visualiza-se o diagrama dos principais blocos do circuito de recepção, essencialmente constituído por um amplificador de baixo ruído (do inglês Low Noise Amplifier, frequentemente abreviado para LNA) com ganho programável, um filtro activo e um circuito de desmodulação. O design necessita de ser facilmente modificável para acomodar diferentes transdutores com diferentes bandas e frequências de ressonância. O microcontrolador é responsável por interpretar os dados recebidos pelo transdutor após uma amplificação e filtragem e posterior desmodulação do sinal analógico em digital. O nível de amplificação do sinal é controlado pelo microcontrolador através de seis bits de programação e é tanto maior quanto menor for a potência do sinal recebido. Os dados recebidos pelo microcontrolador podem ser enviados para qualquer dispositivo móvel, caso seja necessário, por via rádio.

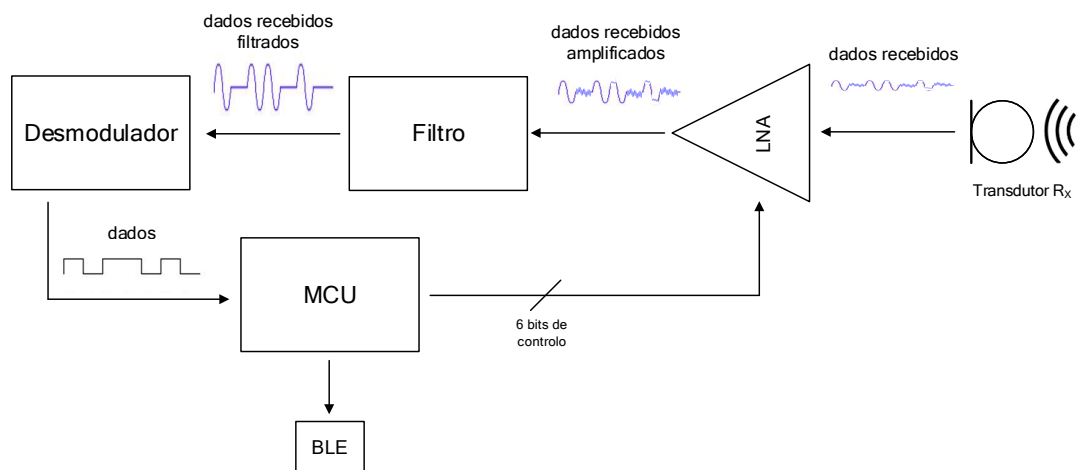


Figura 3.19: Diagrama de blocos do circuito de recepção

3.3.2.1 LNA Programável

O amplificador deverá ter um nível de ganho suficiente para detectar os sinais fracos provenientes do transdutor de forma a tornar possível a desmodulação do sinal fornecido ao microprocessador. Através de um sistema de controlo automático de ganho, a cadeia

de recepção é capaz de se adaptar a variações do nível do sinal recebido. Dependente da distância que o receptor possa estar do transmissor, é necessário programar e variar o ganho de amplificação. Para isso, é medido o nível médio do sinal recebido e enviada essa informação para o microcontrolador para que este decida se é necessário aumentar ou diminuir o ganho, digitalmente. No entanto, é preferível incrementar a potência acústica do sinal transmitido em detrimento de aumentar o ganho na cadeia de recepção, minimizando a degradação da relação sinal-ruído.

A selecção do LNA tem em conta:

- A sensibilidade que indica o nível mínimo que é detectável pelo amplificador;
- Factor de ruído que mostra a qualidade do amplificador quanto ao ruído.

O LTC6910-1 [64], simulado em LTspice (ver figura 3.20), é um amplificador de ganho programável digitalmente, de baixo ruído e elevada sensibilidade, de fácil utilização e ocupa pouco espaço em placa de circuito impresso (do inglês Printed Circuit Board, frequentemente abreviado para PCB). O ganho inversor é ajustado através de uma entrada digital de 3 bits para seleccionar ganhos de 1, 2, 5, 10, 20, 50 e 100 (V/V) com uma saída *rail-to-rail*.

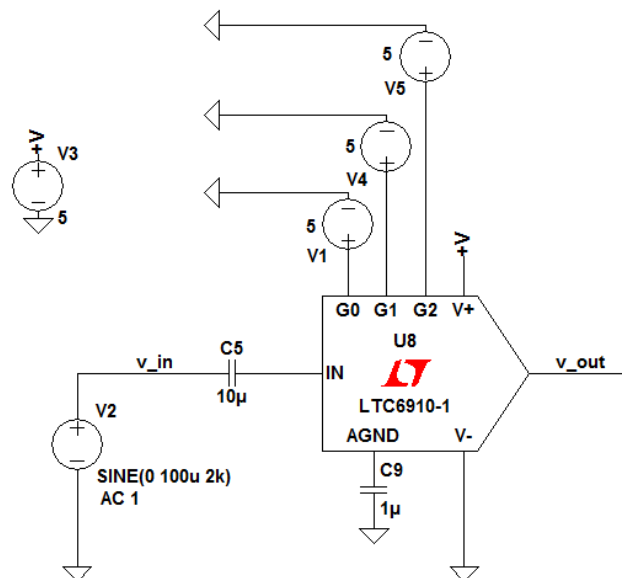


Figura 3.20: Circuito em LTspice do LNA LTC6910-1

Para um ganho de 100 e um sinal de entrada de $100 \mu\text{V}$, o amplificador apresenta uma largura de banda de 100 kHz, aproximadamente (ver figura 3.21), e uma baixa distorção (ver figura 3.22), quando alimentado a 5 V. Colocando dois dispositivos em série, consegue-se um ganho máximo elevado (ver figura 3.23).

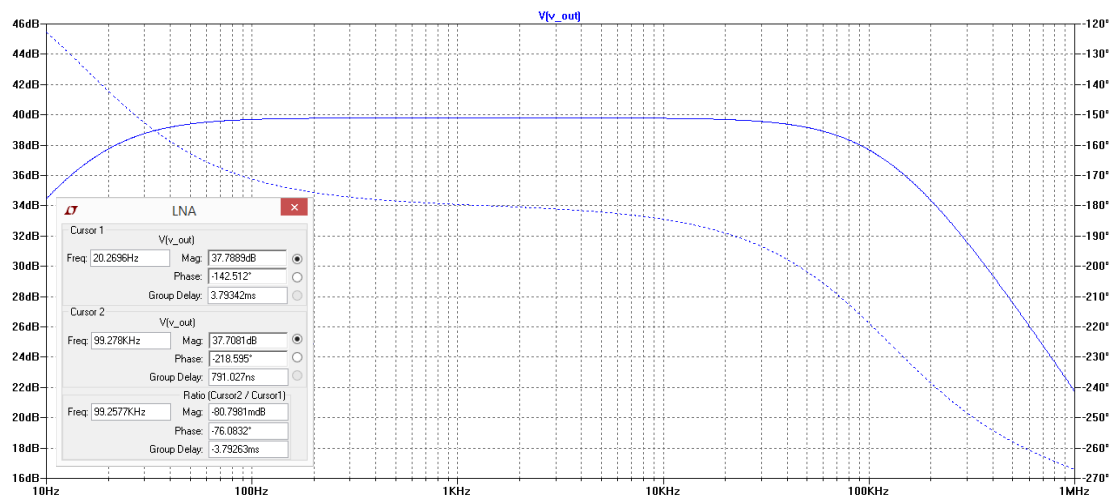


Figura 3.21: Simulação em LTspice da resposta em frequência do LNA LTC6910-1 para um ganho de 100 com $V_{in}=100\text{ }\mu\text{V}$, alimentado a 5 V

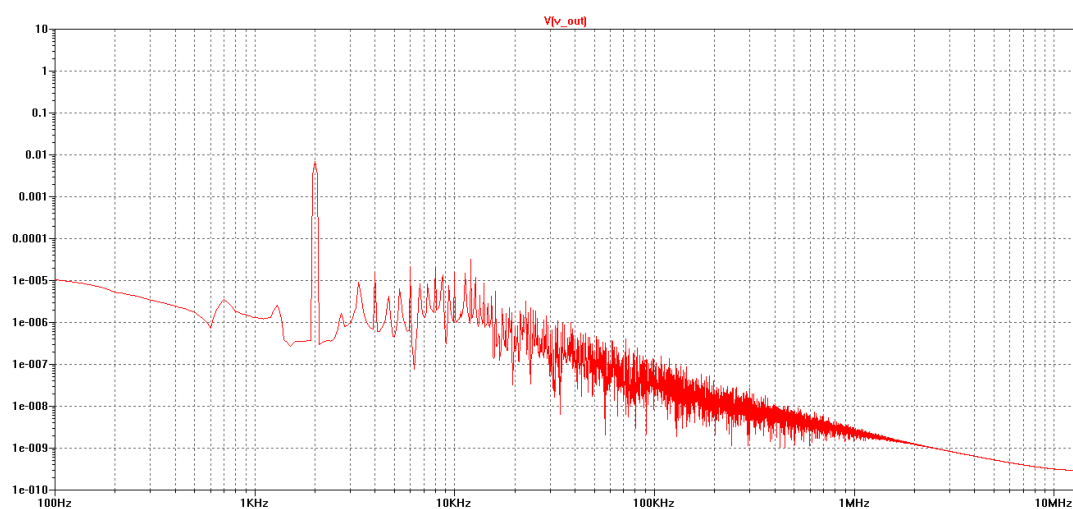


Figura 3.22: Simulação em LTspice da distorção do LNA LTC6910-1 para um ganho de 100 com $V_{in}=100\text{ }\mu\text{V}$, alimentado a 5 V

CAPÍTULO 3. TRANSRECEPTOR ACÚSTICO PARA COMUNICAÇÕES DIGITAIS SUBAQUÁTICAS

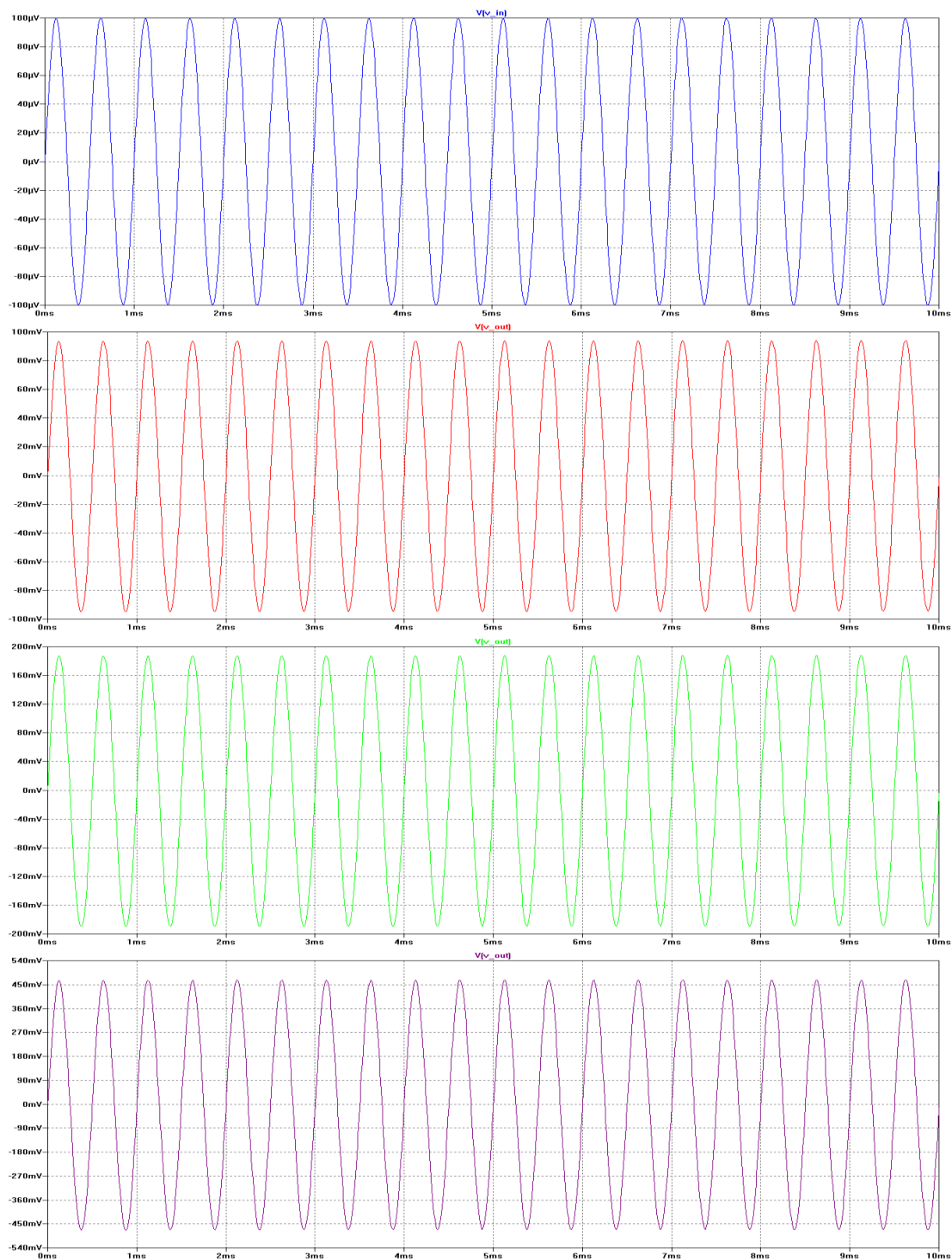


Figura 3.23: Simulação em LTspice do ganho do LNA LTC6910-1: sinal de entrada com 100 μV de amplitude (azul) e sinal à saída do amplificador com ganho 1000 (vermelho), ganho 2000 (verde) e ganho 5000 (roxo)

3.3.2.2 Filtro

No projecto do filtro pretende-se um circuito linear, do tipo passa banda, onde qualquer sinal de interferência ou ruído fora da banda de comunicação é atenuado.

De um modo geral, para um sistema passa banda, a função de transferência do filtro no domínio s pode ser escrita como a razão de dois polinómios,

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_0 2\zeta \omega_0 s}{s^2 + 2\zeta \omega_0 s + \omega_0^2} = \frac{A_0 \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} = \frac{A_0 B s}{s^2 + B s + \omega_0^2}, \quad (3.11)$$

onde A_0 é o ganho na banda central e ω_0 a frequência natural, ζ o factor de amortecimento, Q o factor de qualidade e B a largura de banda.

A resposta no domínio do tempo de um filtro passa-banda genérico é dada pela figura 3.24 (com $A_0=1$, $\omega_0=1$ kHz ≈ 6283.1 rad/s e vários valores de Q). Mais importante que o comportamento do filtro no domínio do tempo é o seu comportamento no domínio da frequência. A resposta em frequência do sistema pode ser visualizada na figura 3.25. Entre a frequência de corte inferior e a frequência de corte superior, está a frequência de ressonância, na qual o ganho do filtro é máximo. A largura de banda de um filtro é a diferença entre essas duas frequências, medidas onde ocorre uma atenuação de -3 dB em relação ao ganho máximo. Um filtro passa banda pode ser caracterizado pelo seu factor de qualidade Q . Quanto maior, menor será a largura de banda do filtro. Um filtro ideal possui uma largura de banda totalmente plana. Atenua completamente todas as frequências fora dessa banda e a transição para fora da banda seria instantânea na frequência. Na prática, nenhum filtro é ideal e não atenua todas as frequências fora da faixa desejada.

Em relação à topologia do circuito o filtro pode ser classificado como passivo, implementado recorrendo apenas a elementos reactivos, condensadores e bobines, como o filtro elíptico ou Cauer, ou activo, baseado em amplificadores operacionais, como os filtros Sallen-Key, de realimentação múltipla, variáveis de estado e biquadráticos. No caso das ondas RF, de alta-frequência, não é possível implementar filtros com recurso a amplificadores operacionais, uma vez que necessitam de uma elevada largura de banda, na ordem das dezenas de GHz, inexistentes no mercado, sendo implementados por meio de componentes passivos. Todavia, as ondas acústicas, permitem implementar filtros activos, recorrendo a amplificadores operacionais com uma largura de banda, na ordem das dezenas de kHz. Filtros com um único amplificador operacional (AmpOp) normalmente não estão disponíveis em integrados mas podem ser facilmente implementados de forma discreta.

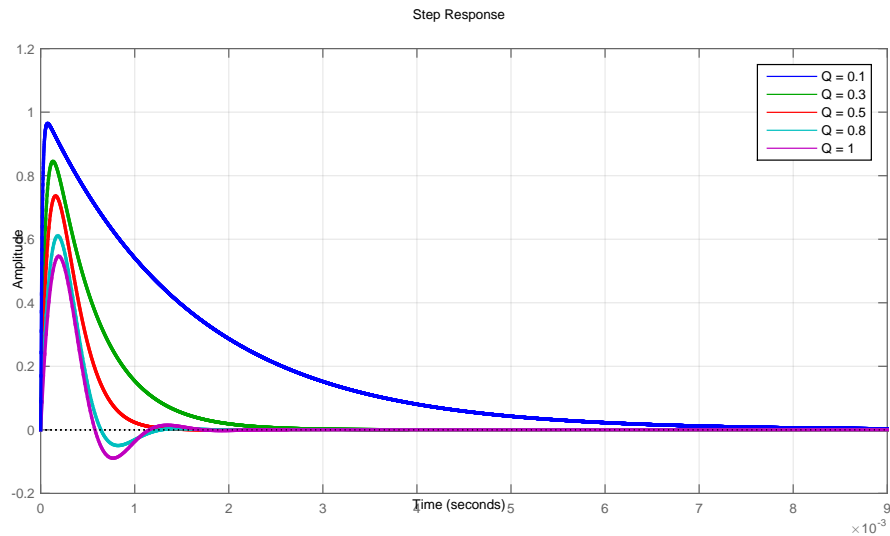


Figura 3.24: Resposta de um filtro passa-banda genérico ao degrau unitário para diferentes valores de Q

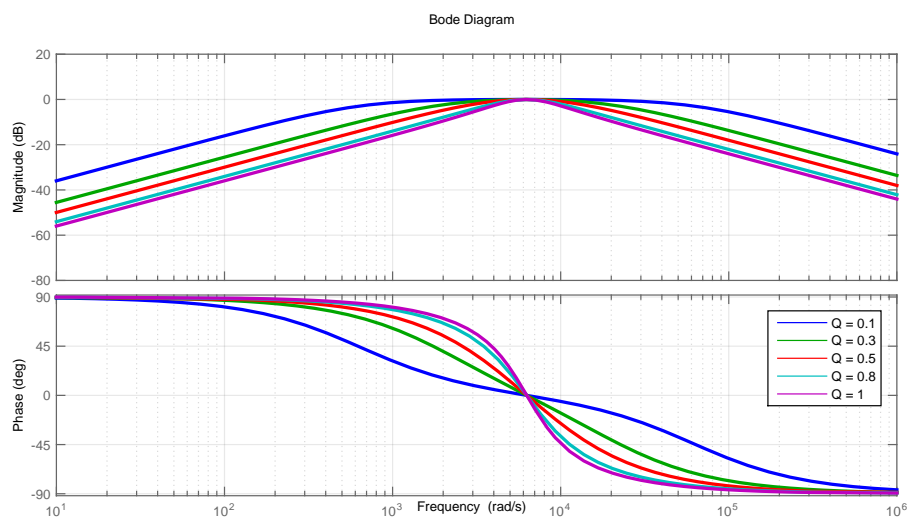


Figura 3.25: Resposta em frequência de um filtro passa-banda genérico para diferentes valores de Q

A configuração do filtro escolhida foi o de fonte de tensão controlada por tensão ou Sallen-Key (ver figura 3.26). De notar que no desenho da topologia Sallen-Key, à medida que as impedâncias são trocadas por resistências ou condensadores a função do filtro muda, tornando-o totalmente reconfigurável (ver figura 3.27). Considerando a implementação genérica do sistema, pode desejar-se alterar os transdutores utilizados, optando por uns com uma resposta em frequência mais ou menos selectiva. Alterações no ganho das funções de transferência podem ser realizadas com um divisor de tensão na entrada do filtro (desde que mantenha a impedância de entrada inalterada) ou utilizando um divisor de tensão na saída do AmpOp e usando este divisor para realimentar o filtro. No primeiro caso obtém-se uma redução do ganho, no segundo um aumento. Estas técnicas não alteram os outros parâmetros da função de transferência. Por outro lado, mantendo inalterado o valor das resistências, variando o valor dos condensadores modifica-se a frequência central do filtro, ω_0 . É igualmente importante que o AmpOp utilizado na montagem possua uma largura de banda B de pelo menos $10 \times \omega_0$.

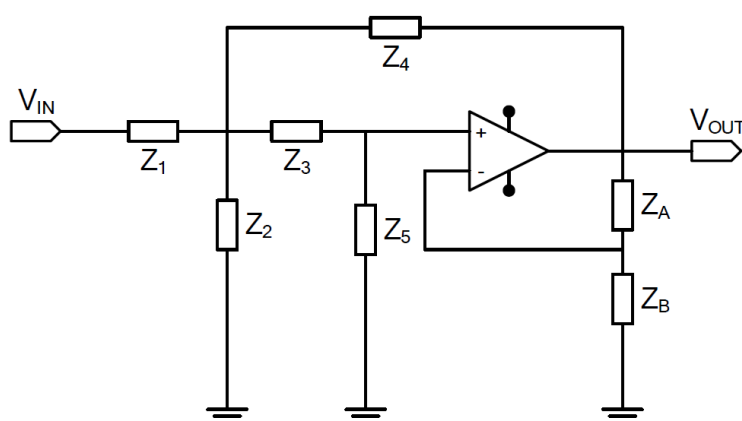


Figura 3.26: Topologia do filtro Sallen-Key

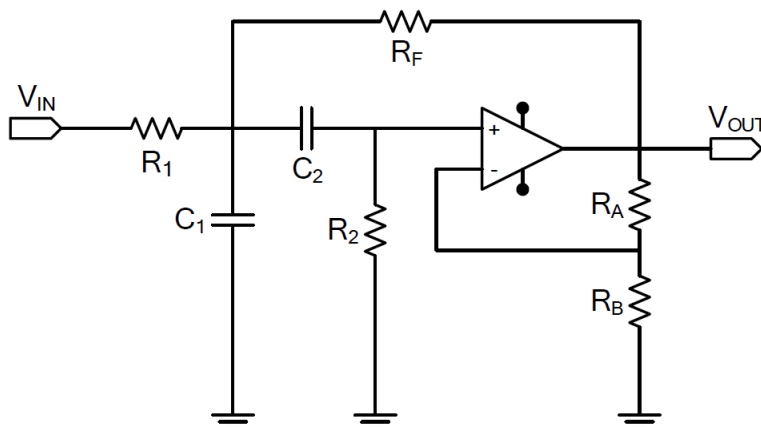


Figura 3.27: Circuito de configuração Sallen-Key com resistências e condensadores

A função de transferência no domínio da frequência é dada por

$$H(s) = \frac{Gs}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}(3-G)s + \omega_0^2} = \frac{\left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \frac{s}{R_1 C_1}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_A}{R_B R_F C_1}\right)s + \frac{R_1 + R_F}{R_1 R_F R_2 C_1 C_2}} . \quad (3.12)$$

O ganho G e o factor de qualidade Q , que se deseja ser unitário, são controlados por R_A e R_B .

$$G = 1 + \frac{R_B}{R_A} = 1 + \frac{100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} = 2 , \quad 1 \leq G < 3. \quad (3.13)$$

$$Q = \frac{1}{3-G} = \frac{1}{3-2} = 1 . \quad (3.14)$$

A frequência central f_0 , onde é máxima a magnitude da resposta em frequência, é definida por R e C .

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} = 2 \text{ kHz} . \quad (3.15)$$

Considerando $C = C_1 = C_2$, $R = R_1 = R_F$ e $R_2 = 2R$ e a equação 3.15, tem-se

$$\begin{cases} C = C_1 = C_2 = 8 \text{ nF} \\ R = R_1 = R_F = 10 \text{ k}\Omega \\ R_2 = 2R = 20 \text{ k}\Omega \end{cases} \quad (3.16)$$

e um ganho em f_0 dado por

$$A_0 = \frac{G}{3-G} = 2 = 6 \text{ dB} . \quad (3.17)$$

A resposta em frequência do filtro passa-banda com os valores nominais dos componentes calculados na secção 3.3.2.2 é visualizado na figura 3.28 e apresenta um ganho em f_0 de 6 dB, tal como foi calculado pela equação 3.17. A largura de banda do sistema é imposta pela largura de banda do filtro de 2 kHz, aproximadamente.

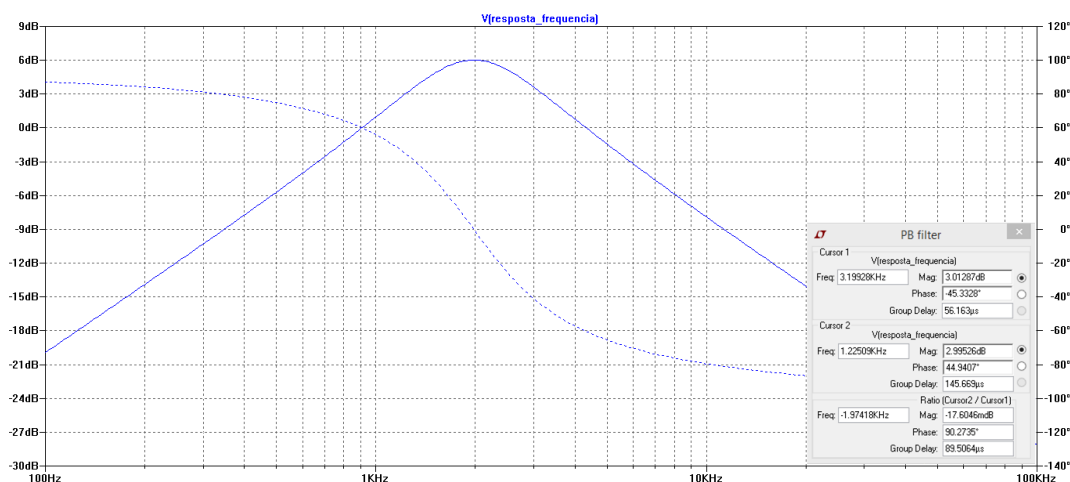


Figura 3.28: Simulação em LTspice da resposta em frequência do filtro passa-banda

3.3.2.3 Desmodulador

O desmodulador consiste num detector assíncrono seguido de um comparador, para simplificar a estrutura e reduzir o custo, com o objectivo de reverter o processo da modulação, detectando a onda portadora modulada e extrair dela o sinal de interesse, a informação, para que o microcontrolador seja capaz de interpretar a mensagem enviada pelo transmissor.

O objectivo da detecção passa por obter uma tensão contínua que represente o perfil da envolvente da portadora. Numa configuração tradicional, há que ter em conta a tensão de condução do diodo. Para contornar o efeito desta tensão de condução do diodo, criou-se um circuito rectificador activo, com base em amplificadores operacionais. A vantagem destes circuitos é que todas as "deficiências" do diodo são compensadas pelo amplificador operacional, sendo possível montar um circuito com características bem próximas do ideal. O rectificador de meia-onda é o mais simples possível. No entanto, aproveita apenas um semiciclo da tensão fornecida. A forma de se utilizar ambos os semiciclos da onda é utilizar o rectificador de onda completa, simplificando a filtragem seguinte (ver figura 3.29). Os díodos de Schottky presentes na figura 3.29, devido à sua tecnologia de fabricação e ao material usado, apresentam características especiais, como a comutação rápida e uma menor queda de tensão no sentido directo.

Após o rectificador de precisão de onda completa, é necessário um circuito RC série funcionando como filtro passa-baixo. O objectivo é eliminar variações bruscas na tensão de saída do rectificador sobre o comparador. Quanto maior a constante de tempo RC, maior o tempo de queda da tensão aos terminais do condensador, ou seja, mais tempo demora a descarregar e por conseguinte a sua tensão é mantida bem próxima do valor de pico da tensão vinda do rectificador. A escolha do valor de RC é de fundamental importância para que o condensador não descarregue muito rapidamente nem muito lentamente de forma a acompanhar a envolvente da onda. Se o valor RC for muito menor

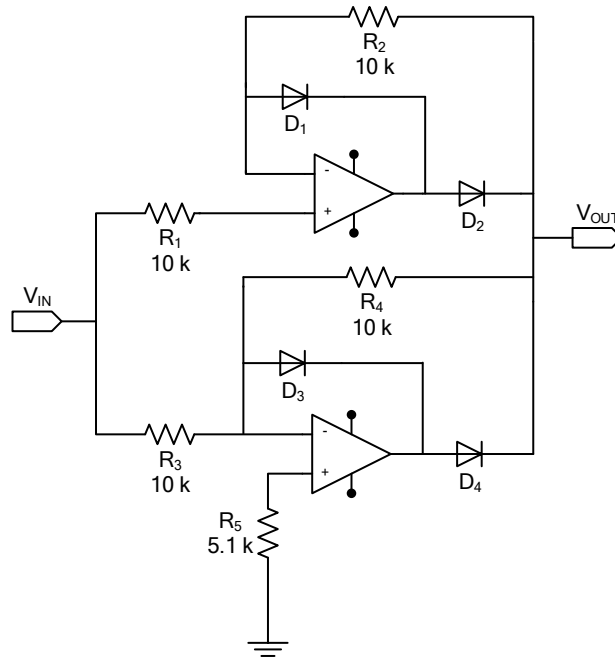


Figura 3.29: Circuito rectificador de precisão de onda completa

que o período da portadora ($1/f_c$), o condensador descarregará muito rápido quando o sinal cai abaixo do seu valor de pico, o que fará com que a saída do detector não siga a envolvente dessa onda. Se, por outro lado, o valor de RC for muito maior que a frequência máxima do sinal modulador utilizado, f_m , então o condensador descarregará muito lentamente e a saída do detector não seguirá a envolvente da onda. Assim, para se ter uma boa desmodulação do sinal transmitido, deve-se utilizar uma constante de tempo RC que satisfaça a desigualdade

$$\frac{1}{2\pi f_c} \ll RC \ll \frac{1}{2\pi f_m} . \quad (3.18)$$

O comparador Schmitt-trigger, também conhecido como circuito bi-estável, difere de um comparador normal pelo facto de a sua função de transferência incluir uma zona não unívoca na vizinhança da tensão de comutação, vulgarmente referida como zona de histerese.

A característica $\frac{V_o}{V_i}$, presente na figura 3.30, pode ser descrita pela sobreposição de outras duas, sendo a primeira válida se o amplificador operacional estiver inicialmente na zona de saturação negativa, e a segunda no caso de o amplificador operacional estar inicialmente na zona de saturação positiva. Ou seja, a tensão de saída do comparador na zona correspondente a $V_{TL} < V_i < V_{TH}$ - zona de histerese - depende do seu estado anterior, tal como é descrito pelo sentido das setas. Esta característica é muito utilizada em sistemas de comunicação para evitar possíveis problemas de comutação devido à existência de ruído sobreposto com o sinal de entrada. A zona de histerese evita que aconteçam oscilações na saída do comparador provocadas por ruído que afecte a zona

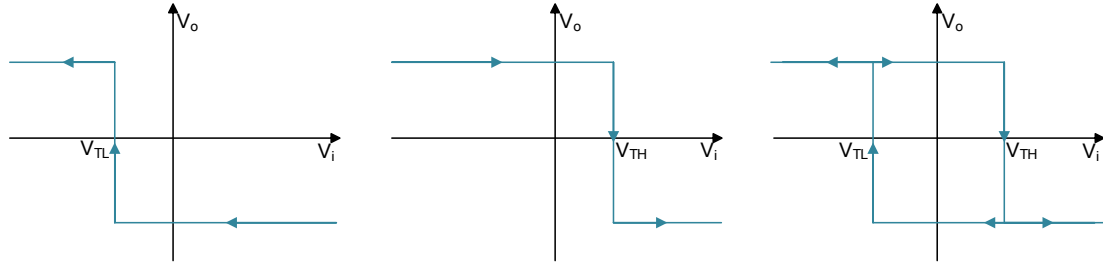


Figura 3.30: Função de transferência de um comparador Schmitt-trigger

em que acontece a comutação porque cria uma margem de protecção a esse ruído. A saída de um comparador normal pode apresentar comutações indesejadas devido ao ruído. A utilização de um comparador Schmitt-trigger resolve este problema, dado que a comutação no sentido ascendente só acontece quando a tensão de entrada ultrapassa V_{TH} , ou no sentido descendente quando a tensão de entrada for inferior a V_{TL} . Ou seja, só há uma transição indesejada se o módulo do ruído for superior a $V_{TH} - V_{TL}$.

No dimensionamento do circuito (ver figura 3.31), deve ter-se em conta a amplitude máxima de ruído, pois uma margem muito alargada introduz um atraso considerável na comutação. Este atraso é devido ao facto da comutação não ocorrer durante a passagem pela tensão de comparação, e é tanto maior quanto maiores forem as margens V_{TL} e V_{TH} , calculadas pela equação 3.19.

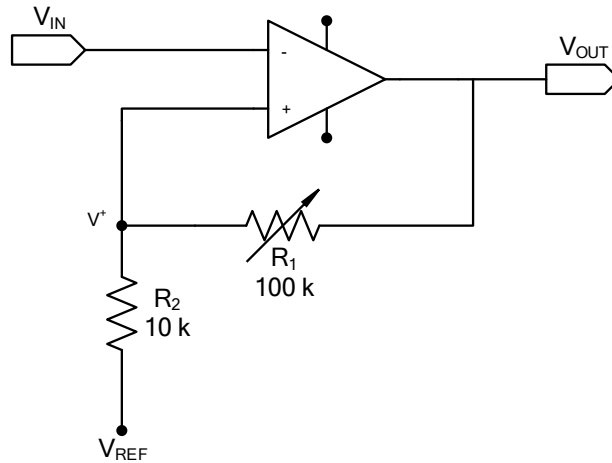


Figura 3.31: Circuito comparador Schmit-trigger

$$V^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{OUT} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{REF} = \begin{cases} V_{TL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{REF} \\ V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{REF} \end{cases} \quad (3.19)$$

3.3.2.4 Simulação da Cadeia Receptora

Para verificar a funcionalidade da cadeia receptora e servir como base de comparação dos resultados obtidos em ambiente terrestre, foram realizadas simulações LTspice do circuito receptor (ver figura 3.32).

Algumas considerações importantes a ter em conta na interpretação dos resultados:

- Uma vez que não é possível, em LTspice, obter o sinal recebido pelo microfone, gerou-se um sinal com uma modulação ASK com 1 mV de amplitude e uma frequência de 2 kHz, através do bloco modulator existente na biblioteca LTspice;
- Para modelar o comportamento dos integrados LM324 [65] e LTC6910-1 foi necessário recorrer às suas bibliotecas LTspice. Apesar de o integrado LM324 não ser *rail-to-rail* (quando alimentado a 5 V atinge 3.5 V, apenas) serve perfeitamente para efeitos de simulação. Na implementação do circuito em *breadboard* optou-se pelo AmpOp MCP6004 [66], um *quad* AmpOp que oferece entrada e saída *rail-to-rail* e de baixa potência com uma faixa de operação que vai desde 1.8 a 6 V com um GBW de 1 MHz;
- Foi atribuído um ganho de 500 ao conjunto amplificador.

Na figura 3.33 estão apresentados três sinais: o sinal recebido depois de amplificado (ganho de 500 (V/V)) com uma amplitude de 500 mV e centrado a 2.5 V (sinal azul), o sinal filtrado (sinal vermelho) com um ganho de 2 (V/V) (6 dB) e o sinal do detector de envolvente, após a passagem pelo rectificador de onda completa e pelo filtro passa-baixo (sinal verde). Na figura 3.34, visualiza-se o sinal recebido pelo transdutor (uma sequência "1", "0", "1", ...) com 1 mV de amplitude e uma frequência de 2 kHz (sinal azul) e o sinal desmodulado correctamente (sinal vermelho), constatando-se que o sinal foi bem recebido.

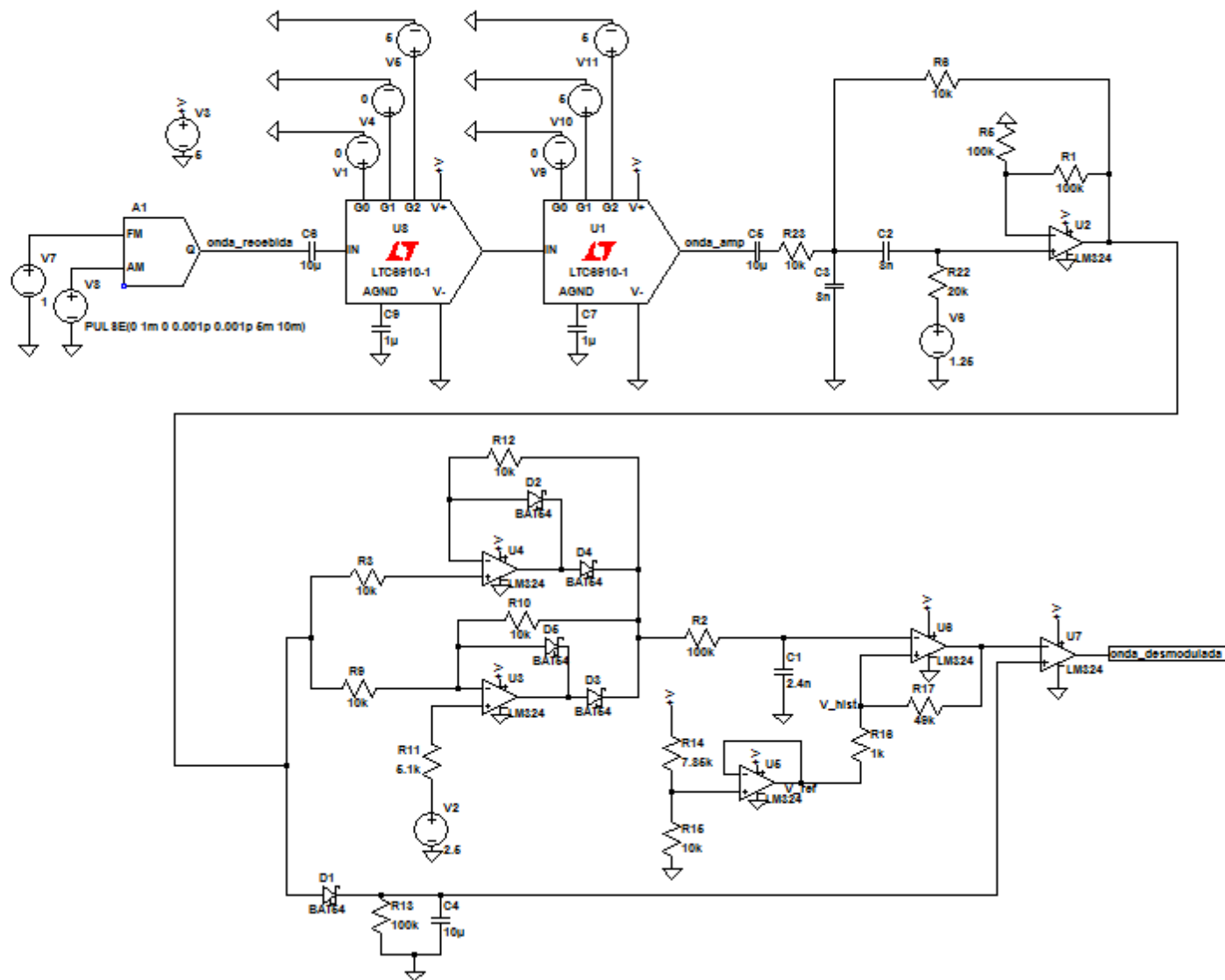


Figura 3.32: Simulação em LTspice da cadeia receptora

CAPÍTULO 3. TRANSRECEPTOR ACÚSTICO PARA COMUNICAÇÕES DIGITAIS SUBAQUÁTICAS

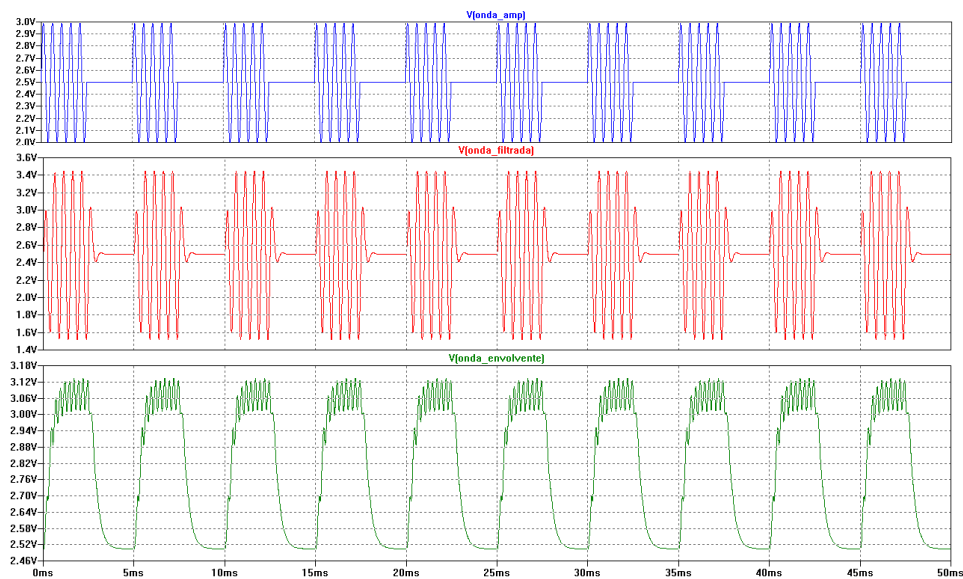


Figura 3.33: Simulação em LTspice de sinais da cadeia receptora: sinal recebido depois de amplificado (sinal azul), sinal filtrado (sinal vermelho) e o sinal do detector de envoltente (sinal verde)

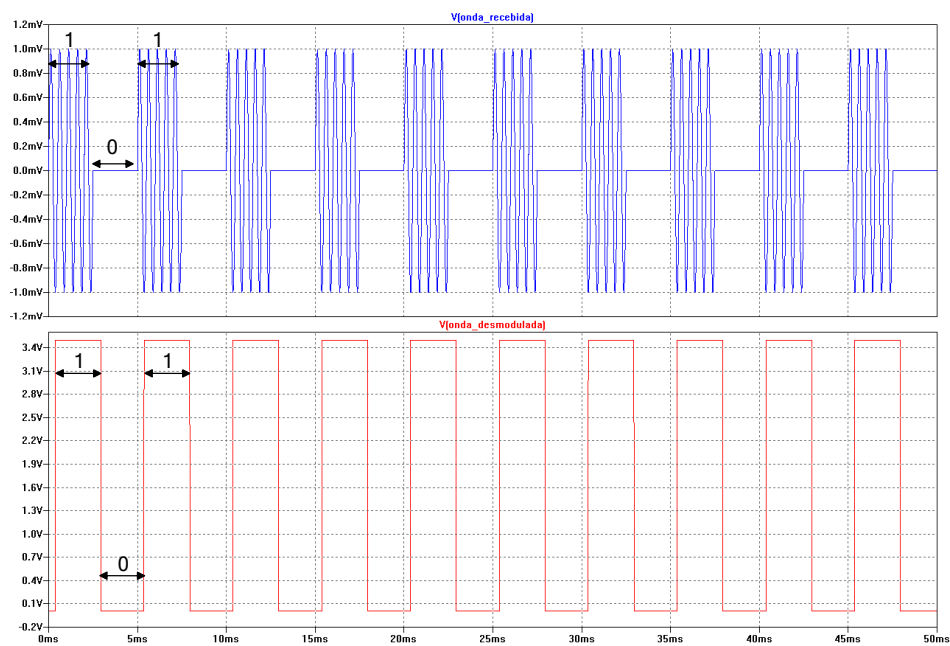


Figura 3.34: Simulação em LTspice do sinal recebido pelo transdutor (sinal azul) e do sinal desmodulado (sinal vermelho) pela cadeia receptora

IMPLEMENTAÇÃO E TESTE DO TRANSRECEPTOR ACÚSTICO PROPOSTO

De forma a verificar a funcionalidade do projecto, o modem acústico foi implementado e testado em dois ambientes diferentes, primeiro no ar servindo como uma pré validação do protótipo e de seguida na água.

4.1 Validação Pré-Protótipo

O primeiro teste em laboratório realizou-se com o modem acústico a operar através do ar, onde cada um dos blocos, transmissor e receptor, figuras 4.2 e 4.3, respectivamente, foram implementados numa *breadboard* individual com os mesmos componentes seleccionados na simulação LTspice. O processamento e controlo de cada um dos blocos esteve a cargo de dois Arduinos Mega independentes entre si (ver figura 4.1). Para esquematizar o que foi implementado neste pré-protótipo, apresenta-se o diagrama da figura 4.1.

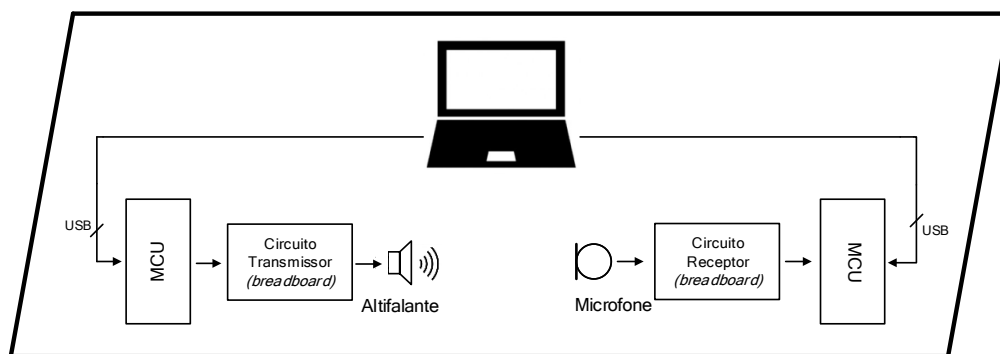


Figura 4.1: Diagrama do teste no ar em laboratório

CAPÍTULO 4. IMPLEMENTAÇÃO E TESTE DO TRANSRECEPTOR ACÚSTICO PROPOSTO

Por se tratar de um teste de validação no ar, a nível de transdutores utilizou-se um microfone áudio de elevada sensibilidade para a recepção e para a emissão utilizou-se um altifalante de 0.5 W com 8 Ω de impedância.

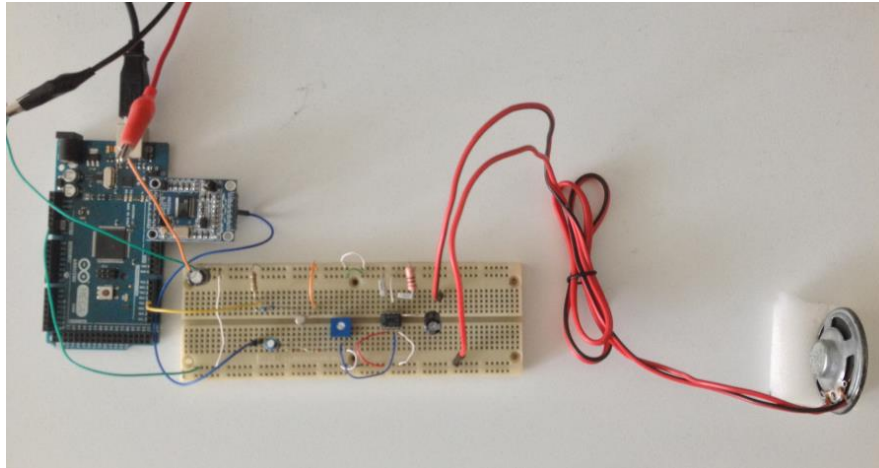


Figura 4.2: Circuito transmissor montado em *breadboard* para testes no ar

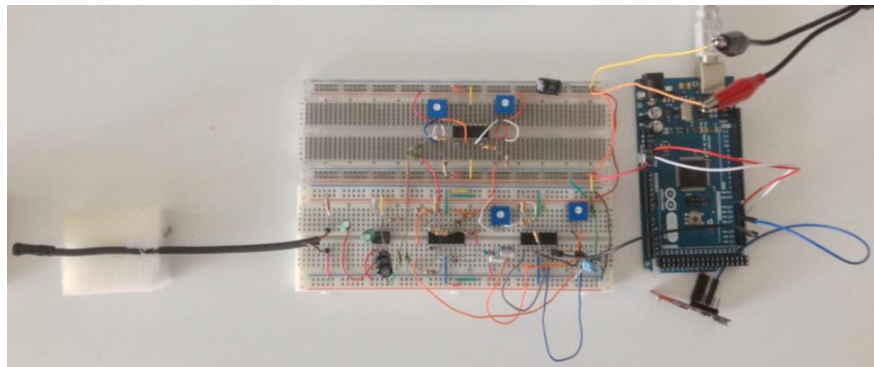


Figura 4.3: Circuito receptor montado em *breadboard* para testes no ar

O teste experimental representado na figura 4.4 serviu, essencialmente, para validar e calibrar os circuitos transmissor e receptor. Para isso, colocou-se o altifalante a uma curta distância do microfone a transmitir uma sequência de caracteres, afastando-o progressivamente, onde cada símbolo a transmitir, composto por 8 bits, foi enviado com um débito de 50 bps.

Na figura 4.5, visualiza-se o sinal enviado pela cadeia transmissora e o respectivo sinal recebido, desmodulado, pelo bloco receptor. Verifica-se um atraso no sinal recebido desmodulado em relação ao sinal transmitido, cerca de 2.5 ms, devido ao tempo de propagação da onda no meio somado ao tempo de análise e processamento do sinal. Na simulação LTspice (ver figura 3.34) ocorre um atraso, embora diminuto, na ordem dos 400 μ s.

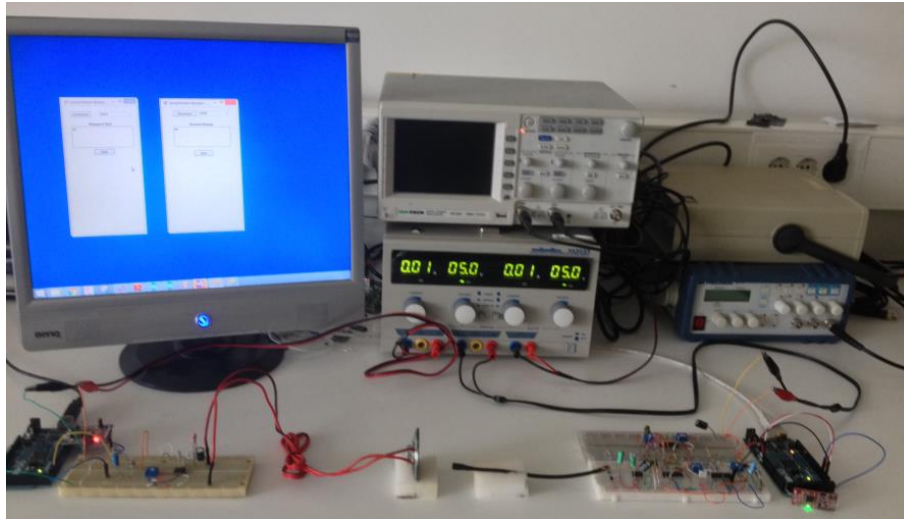


Figura 4.4: Circuito de todo o sistema (circuito transmissor e circuito receptor) montado em *breadboard* para testes no ar

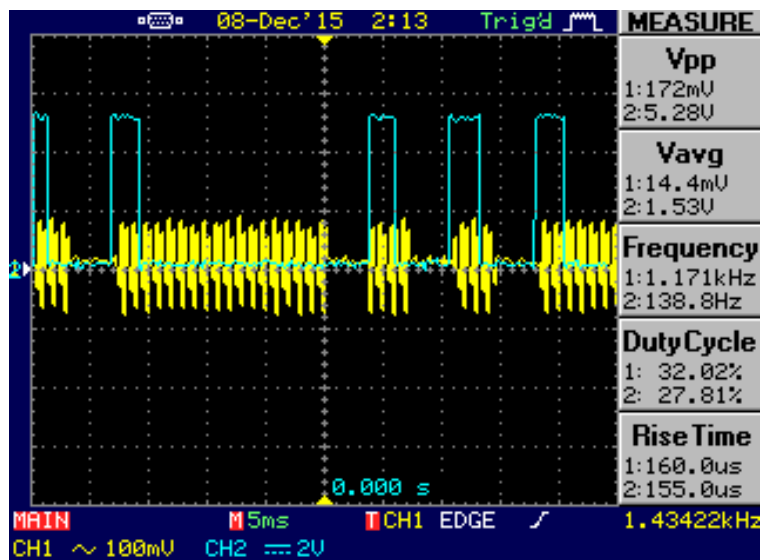


Figura 4.5: Desmodulação (sinal azul) do sinal transmitido (sinal amarelo) através do ar

CAPÍTULO 4. IMPLEMENTAÇÃO E TESTE DO TRANSRECEPTOR ACÚSTICO PROPOSTO

A programação do processamento e controlo dos microprocessadores foi realizada em C++ na IDE (do inglês Integrated Development Environment) do Arduino⁷. Também foi desenvolvida uma interface, em C#, para interagir com o utilizador. As duas interfaces criadas permitem enviar e receber caracteres através de duas caixas de texto individuais (ver figura 4.6).

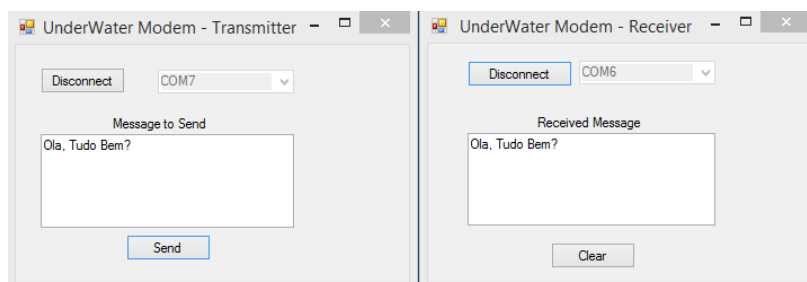


Figura 4.6: Interface para o utilizador enviar e receber mensagens

O dispositivo (BLE) (ver figura 4.8) foi incorporado ao pré protótipo para permitir a ligação a um dispositivo móvel. Requer apenas uma porta série adicional fornecida pelo Arduino Mega para comunicação. Foi seleccionada a aplicação *iShield*, disponível através da *App Store*, cujo ambiente de aplicação é visualizado na figura 4.7.

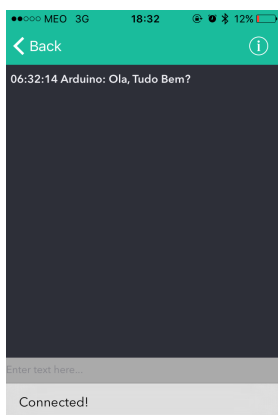


Figura 4.7: Aplicação móvel para enviar e receber mensagens por via rádio

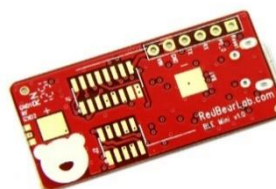


Figura 4.8: Dispositivo *Bluetooth 4.0 Low Energy*

Em suma, os resultados em laboratório foram semelhantes às simulações realizadas em LTSpice, tendo sempre em conta a tolerância dos valores reais dos componentes e o ruído existente numa *breadBoard* provocado pela alimentação do circuito. Embora as conclusões tiradas neste capítulo sejam com o modem a operar no ar, servem como base de veracidade de que é possível comunicar pelo ar através de ondas acústicas e de apoio à experiência subaquática.

⁷em Anexo C

4.2 Implementação do Protótipo em PCB

Depois dos resultados satisfatórios dos testes realizados em *breadboard* com o *modem* a transmitir e receber sinais pelo ar, o circuito foi desenvolvido em PCB⁸ (ver figuras 4.9 e 4.10).

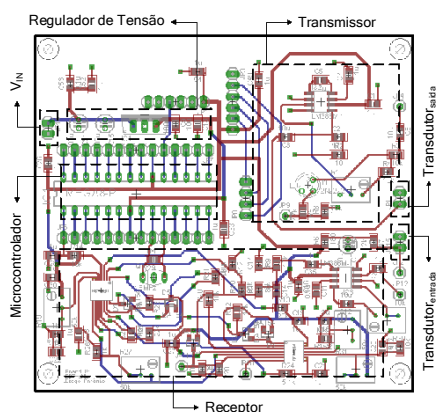


Figura 4.9: Implementação do circuito em PCB v.Beta

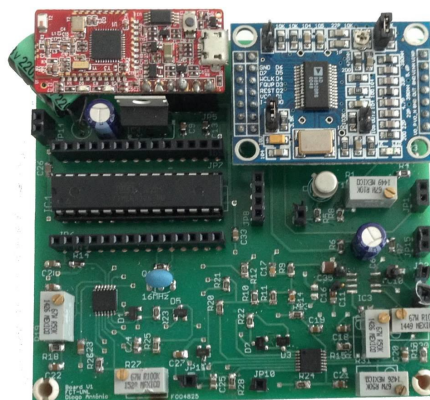


Figura 4.10: Circuito assembled v.Beta

Na figura 4.10 estão presentes os vários subsistemas da v.Beta, caso dos circuitos transmissor e receptor, o microprocessador e o regulador de tensão, utilizando componentes⁹ SMD (do inglês Surface-Mount Device) quando possível.

Regulador de Tensão

O principal objectivo do regulador de tensão é garantir um trânsito de potência adequado às necessidades de todo o sistema e reduzir os riscos de danos que possam ser infligidos ao mesmo, reduzindo as interferências vindas da alimentação. Os reguladores de tensão na forma de circuito integrado de três terminais são quase que obrigatórios em projectos com fontes de alimentação para circuitos de pequena e média potência, como é o caso, cujo objectivo principal passa pela manutenção da tensão de saída dentro dos limites exigidos pelo circuito eléctrico que está a ser alimentado.

Uma vez que todo o sistema é alimentado a 5 V, a escolha do regulador de tensão recaiu sobre o circuito integrado LM7805CT (ver figura 4.11) que fornece uma tensão de saída de 5 V com uma corrente de até 1 A, tipicamente, e protecção interna contra curto-circuitos na saída, dimensionado de acordo com o *datasheet* [67] e expresso pela figura 4.12.

⁸esquemático em Anexo B

⁹lista de material em Anexo A

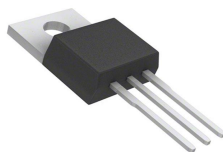


Figura 4.11: Encapsulamento TO-220 do circuito integrado LM7805CT

O condensador de $0.33 \mu\text{F}$ desacopla a entrada, enquanto o de $0.1 \mu\text{F}$ tem por finalidade evitar oscilações em altas frequências, garantindo uma maior estabilidade e melhorar a resposta transitória. A massa necessita de ser comum entre a tensão de entrada e saída. O condensador C_I é necessário, apenas, se o regulador estiver localizado a uma distância significativa do filtro da alimentação do sistema.

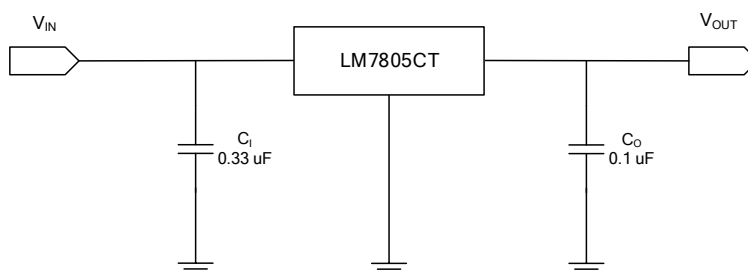


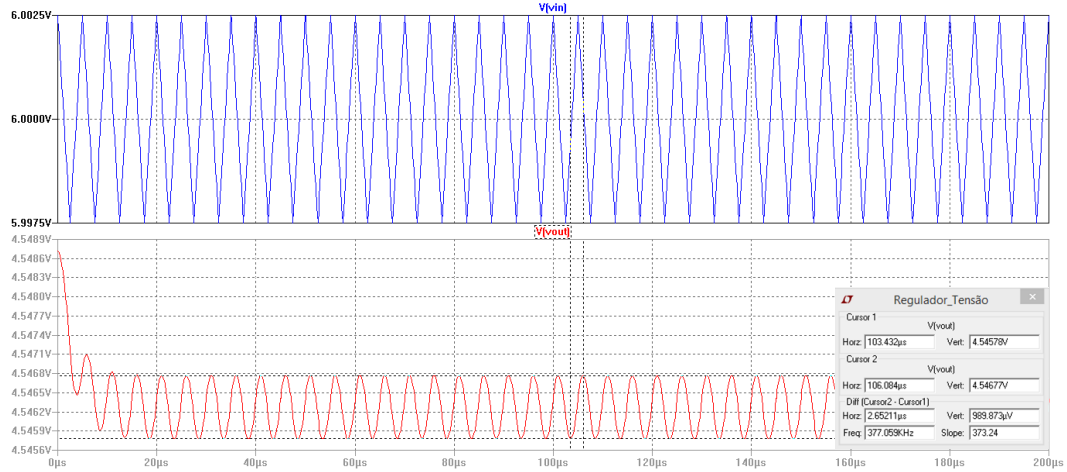
Figura 4.12: Dimensionamento do circuito regulador de tensão

Para um bom funcionamento do circuito integrado, a tensão de entrada precisa de ser 2 V mais elevada do que a tensão que se deseja na saída, mesmo durante o ponto mais baixo do *ripple* de entrada, comprovado pelas simulações realizadas em LTspice (ver figuras 4.13a e 4.13b). Na figura 4.13b para tensões de 9 V com *ripple* de entrada de 5 mV, obteve-se uma tensão de 5 V na saída com *ripple* de $4.7 \mu\text{V}$ perfeitamente aceitável. Apenas grandes variações seriam realmente prejudiciais, o que prova o bom funcionamento do circuito. Na figura 4.13a, como a tensão de entrada não é 2 V superior à tensão que se deseja na saída, o funcionamento do integrado fica aquém do esperado, obtendo-se na saída uma tensão de 4.5 V, aproximadamente, com oscilações de 1 mV.

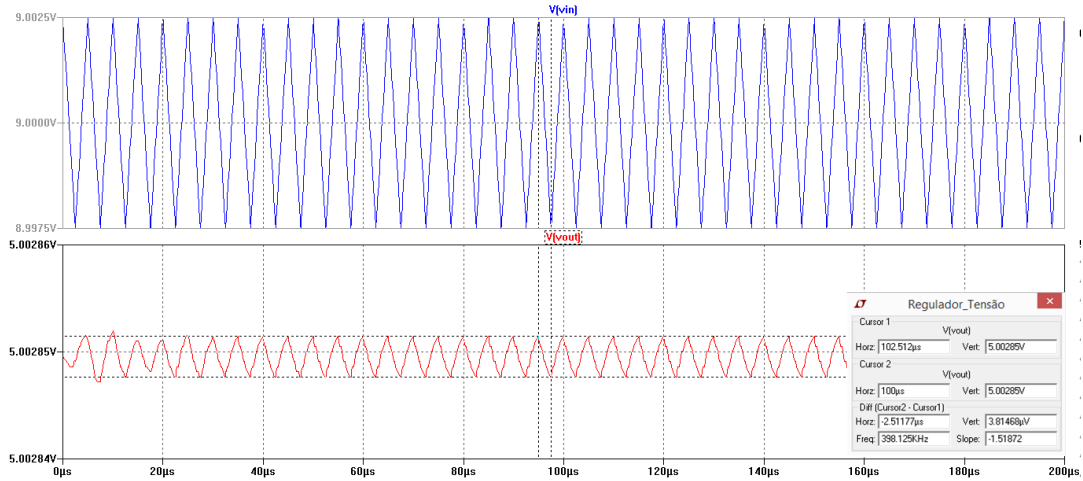
Microcontrolador

Os microcontroladores são dispositivos de uso geral, constituídos por uma unidade central de processamento (do inglês Central Processing Unit, frequentemente abreviado para CPU) relativamente pequeno, sinais de relógio, temporizadores, memória e portas de entrada e saída digitais e analógicas.

O microprocessador utilizado, o ATmega 328P-PU, apresenta características consideradas úteis para o projecto (ver tabela 4.1): opera com tensões entre 1.8 V e 5.5 V, alto desempenho e baixo consumo energético, 32 kB de memória *flash*, dispõe de 14 portas de entrada/saída digitais (dos quais 6 podem ser usados como saídas PWM (do inglês Pulse-Width Modulation) e 6 entradas analógicas.



(a) Simulação em LTspice do circuito regulador de tensão para uma tensão de entrada de 6 V



(b) Simulação em LTspice do circuito regulador de tensão para uma tensão de entrada de 9 V

Figura 4.13: Simulação em LTspice do circuito regulador de tensão

O microprocessador é o responsável por todo o controlo do nó sensor e cada pino apresenta a sua função (ver figura 4.14): recebe e envia os dados através dos pinos 0 (R_X) e 1 (T_X), respectivamente, programa e comanda o DDS através dos pinos 10, 11, 12 e 13. O ganho do LNA, dependente da potência de sinal recebida e programado através dos pinos 2, 3, 4, 5, 6 e 7. Finalmente, recebe os sinais dos sensores através dos pinos analógicos e ainda recebe e envia dados por BLE através dos pinos 8 e 9, convertidos numa porta série através da biblioteca *SoftwareSerial*.

Além disso, a gestão energética do nó sensor é realizada na totalidade pelo microprocessador. Ainda que não seja visível, o microprocessador é responsável pela periodicidade de transmissão e recepção de dados. Dependendo da gestão que se queira fazer, pode-se aumentar ou diminuir esse período, quer seja de transmissão/recepção ou aquisição de dados por parte dos sensores.

Tabela 4.1: Características gerais do microcontrolador ATMEGA328-PU

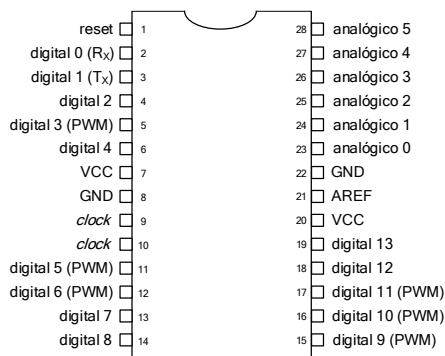


Figura 4.14: Mapa de pinos do microcontrolador ATmega328P-PU

Tipo de Encapsulamento	PDIP
Tipo de Montagem	<i>through-hole</i>
Núcleo do Dispositivo	AVR
Número de Pinos	28
Largura do Bus de Dados	8 bits
Tamanho da Memória do Programa	32 kB
Frequência Máxima	20 MHz
Tamanho da RAM⁸	2 kB
Número de Canais USB⁹	-
Número de Canais PWM	6
Número de Entradas Analógicas	6
Número de Canais I2C¹⁰	1
Tensão de Alimentação	1.8 a 5.5 V

Transdutores Acústicos e Amplificadores

Em relação à estrutura mecânica dos protótipos a operar na água, os transdutores, ao contrário dos que foram utilizados nos testes no ar, teriam de ser estanques e robustos. Após algumas tentativas falhadas de os isolar, de modo a serem utilizados nos testes em água, em alternativa, foram analisados alguns modelos comercialmente disponíveis. Para o receptor, optou-se por um hidrofone H1c da Aquarian Audio [68]. Este hidrofone utiliza um tipo de transdução piezoelétrica e é projectado para proporcionar um desempenho de áudio de alta qualidade com uma boa sensibilidade e baixo ruído num dispositivo de baixo custo (ver figura 4.15). Para o transmissor, optou-se por um altifalante piezoelétrico da Sonitron [69] coberto por um material impermeável, uma solução de baixo custo que permite um suporte robusto do ponto de vista físico e eléctrico, assim como uma capacidade razoável de protecção a infiltrações, combinando um consumo de corrente muito baixo com um volume de saída alto (ver figuras 4.16 e 4.17). As especificações de cada um dos transdutores utilizados encontram-se nas tabelas 4.2 e 4.3.

A alteração do transdutor de transmissão em meio líquido implicou algumas alterações no protótipo v.Beta, nomeadamente, o amplificador de potência LM386 por não corresponder aos níveis de tensão exigidos por transdutores piezoelétricos, maioritariamente capacitivos. Nos testes realizados com o modem a transmitir através da água, a

⁸do inglês Random Access Memory

⁹do inglês Universal Serial Bus

¹⁰do inglês Inter-Integrated Circuit

aposta recaiu sobre o amplificador áudio piezoelétrico, PAA-LM4960SQ-02 [70], aconselhado pela Sonitron para este modelo de transdutor, possuindo os componentes e os pinos de controlo da figura 4.19 e as características da tabela 4.4.



Figura 4.15: Hidrofone H1c utilizado no teste experimental subaquático



Figura 4.16: Altifalante piezoelétrico SPS-8770-03



Figura 4.17: Altifalante piezoelétrico SPS-8770-03 à prova de água utilizado no teste experimental subaquático

CAPÍTULO 4. IMPLEMENTAÇÃO E TESTE DO TRANSRECEPTOR ACÚSTICO PROPOSTO

Tabela 4.2: Especificações do transdutor receptor H1c [68]

Gama de Operação	1 Hz a 100 kHz
Capacitância	25 nF
Resposta Polar	omnidirecional
Profundidade de Operação	< 80 m
Resposta em Frequência	figura 4.18

Tabela 4.3: Especificações do transdutor emissor SPS-8770-03 [69]

Gama de Operação	200 Hz a 20 kHz
Capacitância	580 nF
Distorção	≤ 1.5 %
Impedância @ 1 kHz	266 Ω
Tensão de Alimentação	5 a 60 Vpp

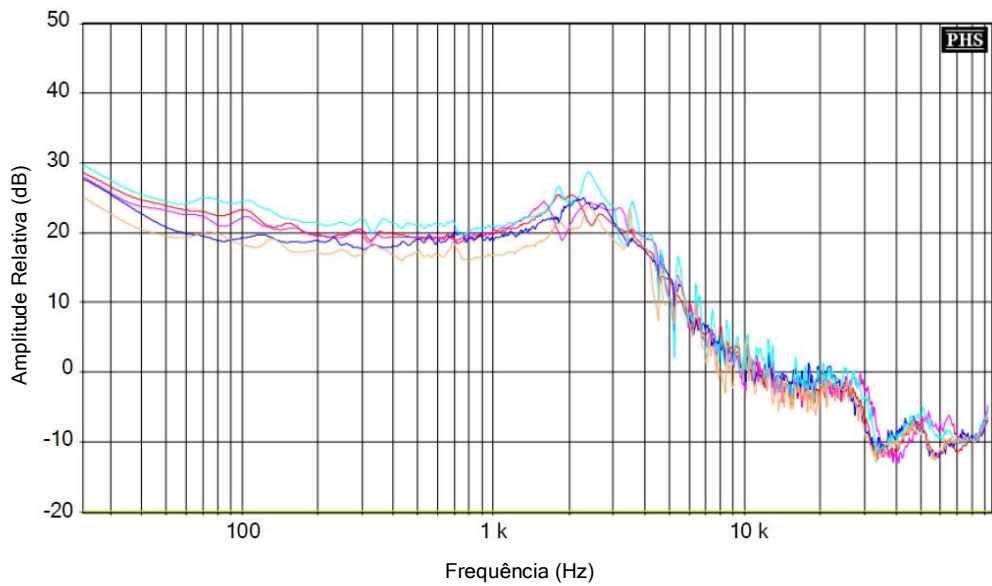


Figura 4.18: Resposta em frequência do hidrofone H1c (curvas referenciadas a um hidrofone de referência Reson 4013 avaliado com uma sensibilidade de -212 dB re 1V/ μ Pa)

Tabela 4.4: Especificações gerais do amplificador piezoelétrico LM4960SQ-02 [70]

Tensão de Alimentação	3 a 7 V
Máxima Tensão de Saída	24 Vpp
Capacitância Máxima do Transdutor	600 nF
Topologia de Tensão	<i>integrated step up converter</i>
Classificação do Amplificador	classe AB
Configuração Usada pelo Amplificador	<i>bridge tied load</i>
Consumo Médio de Corrente	85 mA

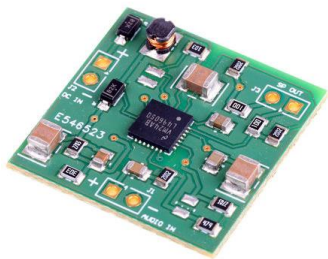


Figura 4.19: Amplificador piezoelétrico LM4960SQ-02 [70]

De uma forma geral, o LM4960SQ-02 consegue oferecer 24 Vpp através de uma saída áudio diferencial a uma frequência fixa de 1.6 MHz, com um ganho de 74 (V/V) para uma entrada máxima de 325 mVpp, a um altifalante de cerâmica com uma THD inferior a 1% durante a operação, quando alimentado a 5 V. O seu modo de operação, simplificada, assenta num conversor DC-DC indutivo que traz uma tensão mais baixa para um nível mais elevado de tensão para os dois andares de amplificação. Estes amplificadores são projectados especificamente para fornecer uma saída de alta qualidade com uma quantidade mínima de componentes externos, ideal para aplicações onde o baixo consumo de energia é uma exigência principal.

A potência média consumida por um altifalante piezoelétrico pode ser calculada multiplicando a tensão *rms*, V_{rms} , pela corrente *rms*, I_{rms} .

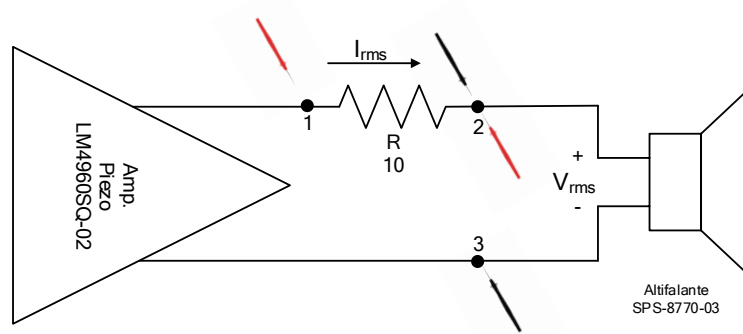


Figura 4.20: Diagrama de obtenção da potência média consumida pelo altifalante piezoelétrico

A corrente *rms*, foi medida em osciloscópio e calculada pela equação 4.1, através da colocação, provisória, de uma resistência de baixo valor (10 Ω) em série com o altifalante (ver figura 4.20).

$$I_{rms} = \frac{V_R}{R} = \frac{V_1 - V_2}{R} \quad (4.1)$$

Por sua vez, a tensão *rms* é dada por,

$$V_{rms} = V_2 - (-V_3) \quad (4.2)$$

Finalmente, a potência consumida é expressa por,

$$P_{mdia} = V_{rms} \times I_{rms} - I_{rms} \times \frac{I_{rms}^2}{R} \quad (4.3)$$

A potência consumida pelo conjunto, amplificador LM4960SQ-02 e altifalante, para diferentes tensões de entrada no amplificador foi testada e apresenta-se na figura 4.21. Por sua vez, na figura 4.22, para os mesmos valores de tensão de entrada no amplificador avalia-se a potência média entregue ao altifalante SPS-8770-03.

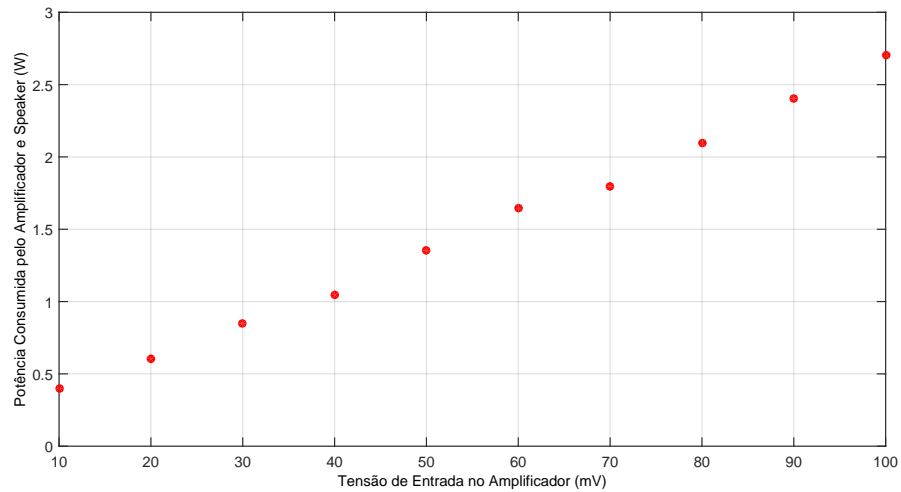


Figura 4.21: Potência consumida pelo amplificador LM4960SQ-02 e altifante SPS-8770-03 para diferentes valores de tensão de entrada no amplificador

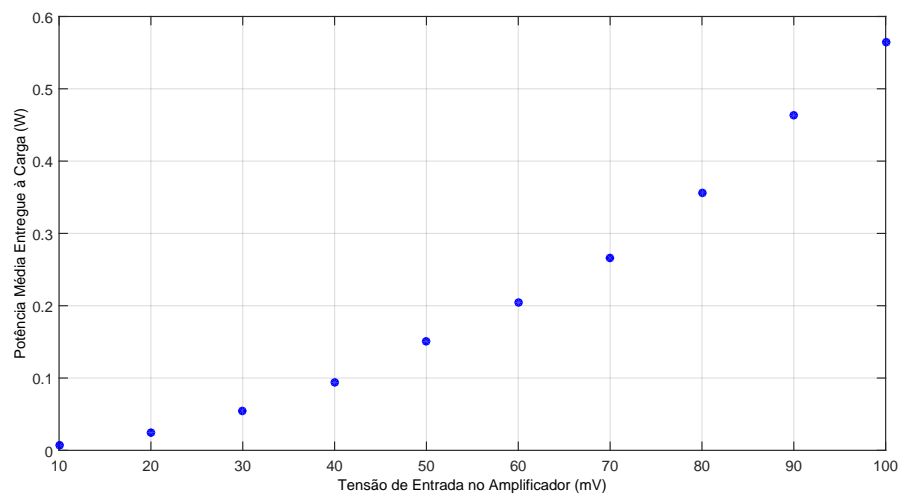


Figura 4.22: Potência média entregue ao altifante SPS-8770-03 pelo amplificador LM4960SQ-02 para diferentes valores de tensão de entrada no amplificador

4.3 Teste do Protótipo na Água

Nesta secção do documento é inicialmente descrita a configuração das condições do teste realizado em laboratório e, posteriormente, são analisados os principais resultados do estudo no canal acústico subaquático.

4.3.1 Configuração do Teste

Os testes de processamento de sinal realizados num meio subaquático possuem algumas limitações importantes a destacar. Com o protótipo desenvolvido pretende-se suportar potências acústicas que permitam a propagação dos sinais transmitidos em meios subaquáticos com um volume considerável de água, onde um sistema completamente submerso comunica, em estacionariedade de movimento, com um equipamento fixo, localizado à superfície marítima.

Contudo, no âmbito desta dissertação, a acessibilidade a um meio com estas características é condicionada por aspectos logísticos, sendo escassas as oportunidades de realizar os testes pretendidos num ambiente desta natureza. Não sendo possível essa configuração, assume-se um ambiente de águas pouco profundas com um volume de água muito reduzido, simulando um cenário de comunicação unidireccional no plano horizontal entre dois sistemas, um transmissor e um receptor, em linha de vista, alimentados com recurso a pilhas (500 mAh @ 9 V) (ver figura 4.23). Para isso foi necessário uma duplicação do sistema implementado em PCB. No entanto, em futuros testes no campo, o ideal seria alimentar os circuitos através de painéis solares quando possível. A título de referência, o reservatório utilizado possui 0.18 m de altura, 0.80 m de comprimento e 0.40 m de largura.

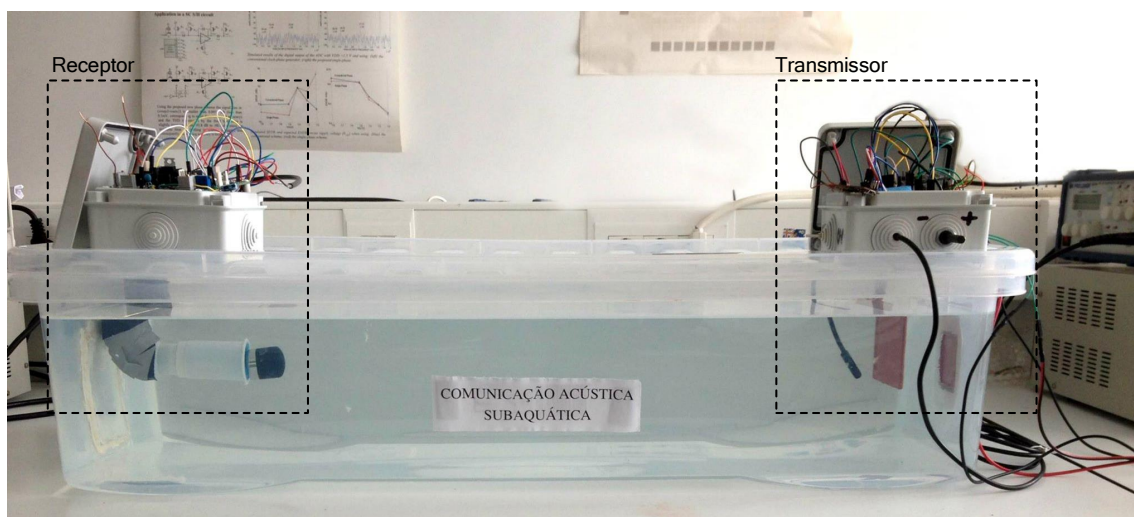


Figura 4.23: Reservatório de água utilizado no teste subaquático

O ambiente subaquático utilizado nos testes de laboratório corresponde nitidamente a um cenário de águas pouco profundas. É expectável que neste meio a propagação dos sinais acústicos seja condicionada pela geometria do canal, predominando os efeitos de reflexão sobre as superfícies de fronteira do meio. Avaliando o volume de água (42 litros), pode afirmar-se que as variações nos parâmetros fundamentais que regulam a velocidade do sinal sonoro possuem um carácter uniforme em todo o meio. Inferiu-se, por meio de sensores, que o meio aquático, em valores médios, possuía uma temperatura ambiente de 20.3 °C e uma acidez de 7.2 pH. Como o parâmetro da salinidade é substancialmente mais complexo de determinar, sendo requerido equipamento específico, estima-se uma salinidade de 0.5 ppt. De referir também a ausência de vento ($v=0$) e de transporte marítimo ($s=0$) no teste experimental para uma frequência de transmissão agora de 13700 Hz para tirar partido da maior sensibilidade do hidrofone, o que obriga a um redimensionamento dos circuitos de filtragem e desmodulação do sinal discutidos nas Secções 3.3.2.2 e 3.3.2.3 do Capítulo 3. O débito foi fixado em 300 bps.

4.3.2 Análise de Resultados

Em primeiro lugar, investigou-se a tensão de saída do hidrofone variando a tensão de entrada do amplificador e consequentemente a potência média eléctrica de transmissão entregue ao altifalante, verificando a existência de uma relação entre a pressão acústica e as tensões de entrada e saída dos transdutores em comunicações subaquáticas.

Pelas equações descritas na Secção 3.1 do Capítulo 3 e considerando a configuração do teste descrita anteriormente, as perdas de percurso são dadas apenas pela absorção, $\alpha=6.3 \times 10^{-5}$ dB/km, uma vez que é desprezado o espalhamento para a distância praticada. Na figura 4.25, observa-se que a tensão de saída do transdutor receptor é proporcional à potência de transmissão. A curva correspondente à potência de transmissão acústica foi obtida considerando a potência acústica igual à potência eléctrica entregue ao transdutor. No entanto, verifica-se que existe um coeficiente de transdução que não pode ser desprezado. Dizer ainda, que o facto de o altifalante, SPS-8770-03, ter sido revestido por uma tinta impermeável o impeça de obter a melhor performance debaixo de água.

Por fim, na figura 4.26 é representado a taxa de erro de bits (do inglês Bit Error Rate, frequentemente abreviado para BER) para a mesma potência eléctrica média de transmissão, obtido através do envio de um ficheiro de texto entre o transmissor e o receptor. De acordo com os resultados, o valor do BER mantém-se praticamente contante. Isso deve-se ao facto de estes resultados terem sido alcançados através de diferentes valores de ganho no receptor. Se os resultados fossem avaliados com o mesmo ganho no receptor seria expectável que o valor do BER aumentasse com o aumento da potência de transmissão. Os resultados são melhores, para metade, quando se introduz detecção de erros no receptor através da programação do microcontrolador. Basicamente, de uma forma simples, foi

realizado através de múltiplas transmissões com redundância. Os dados ("a", "b", "c", "d" e "e") são enviados 5 vezes, repetidamente, por parte do transmissor e quando recebidos, pelo menos, três dados iguais, o receptor interpreta como sendo a mensagem correcta (ver figura 4.24).

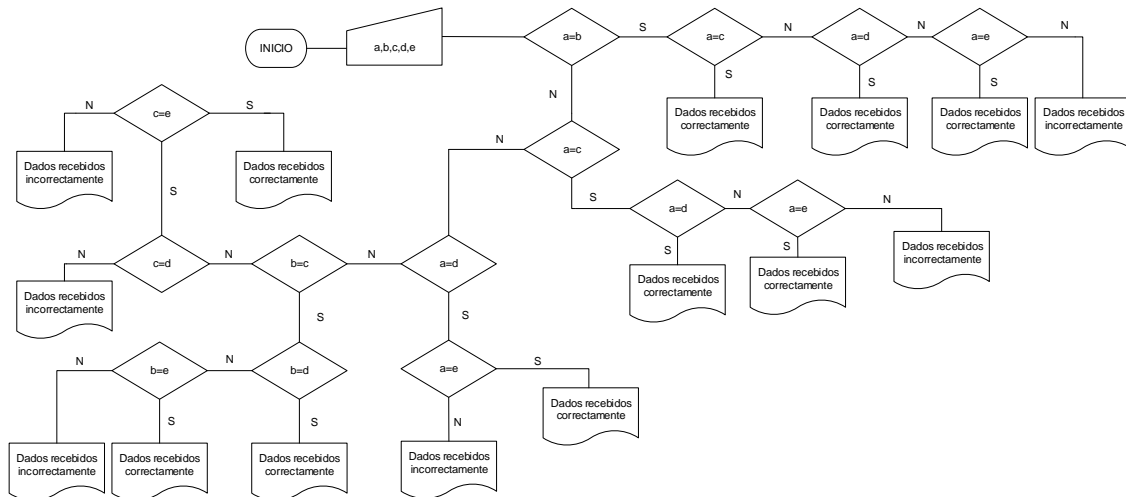


Figura 4.24: Diagrama do fluxo do algoritmo de detecção de erros implementado

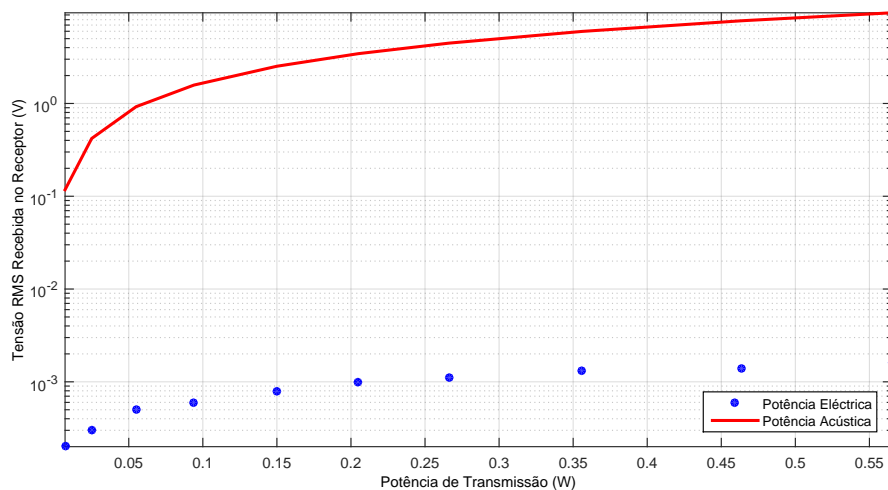


Figura 4.25: Tensão *rms* recebida no receptor em função da potência de transmissão

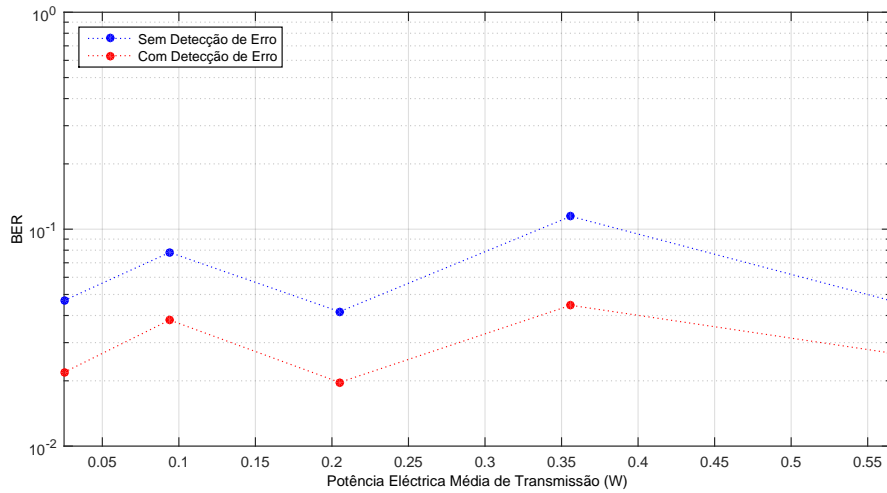


Figura 4.26: Taxa de erro de bits em função da potência de transmissão

4.3.2.1 Consumo Energético

Nesta secção, é descrito a avaliação de desempenho energético do modem desenvolvido. Inicialmente foi avaliado o consumo energético do nó em diferentes estados de operação e depois feita uma estimativa da capacidade da bateria necessária para um mês de vida.

O consumo de energia do nó foi medido durante a transmissão e recepção, quando o modem está a enviar e a receber pacotes, respectivamente, e em *stand-by* (ver tabela 4.5).

Tabela 4.5: Potência consumida pelo nó subaquático em diferentes estados de operação

Estado	Potência (W)
Transmissão	0.8 a 3.1
Recepção	0.65
<i>Stand-by</i>	0.5

Como se pode observar, o modem consome, no máximo, 3.1 W durante a transmissão e 655 mW durante a recepção. Quando está em modo *stand-by*, i.e., não estando a transmitir nem a receber, o modem consome cerca de 0.5 W. O maior consumo de energia medido em modo operacional foi durante a transmissão, estando directamente relacionado com a distância de transmissão que se pretende.

A tabela 4.6 indica a capacidade da bateria necessária para garantir o funcionamento do modem subaquático durante 1 mês, assumindo que o sistema está em operação durante apenas 10 segundos por hora (5 segundos em modo de transmissão e 5 segundos em modo de recepção) e em *stand-by* o resto do tempo. Considera-se que um dia tem 24 horas e um mês com 31 dias.

Tabela 4.6: Estimação da capacidade da bateria do nó necessária para uma duração de vida de 1 mês

Capacidade da bateria necessária (mWh)	
Transmissão	3203
Recepção	676
<i>Stand-by</i>	370 966
TOTAL	374 845

A capacidade total da bateria necessária é cerca de 375 000 mWh, o que significa que seriam necessárias cerca de 84 baterias 500 mAh @ 9 V, pilha utilizada no ensaio experimental, para executar o nó durante um mês, sendo impraticável para aplicações reais sem um bom controlo de gestão de potência. Um solução mais viável passaria pelo uso de outro tipo de baterias com uma maior capacidade.

CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

A presente dissertação tem como principal objectivo relatar todo o trabalho de investigação de maneira a que se torne possível implementar e conceber um *modem* acústico de consumo energético reduzido, com a particularidade de ser reconfigurável e que suporte o envio e recepção de sinais em redes de sensores subaquáticas de curto alcance, recorrendo a vários componentes de *hardware* e *software*.

O ambiente subaquático é reconhecido como um meio pouco favorável para comunicações digitais, devido a inúmeros factores que dificultam a propagação de ondas acústicas. Deste modo, inicialmente, foi fundamental desenvolver um levantamento de informações na literatura científica mais recente, a fim de compreender como estes factores podem afetar a comunicação nestes ambientes subaquáticos.

Procedeu-se à elaboração de uma pesquisa, relativamente aos *modems* acústicos subaquáticos já existentes, tendo em conta as suas características e finalidades. O *modem* que se propõe difere dos demais, uma vez que incide sobre uma solução de baixo-custo, mas continuando a fornecer uma razoável taxa de transmissão de dados.

Para simular e permitir uma análise teórica do comportamento dos blocos constituintes do nó utilizou-se a ferramenta LTspice. De modo a verificar o funcionamento do *modem* acústico subaquático foram realizados testes experimentais, tanto no ar como na água, tendo sido alcançados débitos de 300 bps com taxas de erro inferiores a 10^{-1} .

De forma a aferir o desempenho energético do nó, foi medido o seu consumo em transmissão e recepção, 1 a 3.1 W e 0.6 W, respectivamente e em modo *stand-by* com 0.5 W.

5.1 Limitações

Como em todos os protótipos e suas aplicações, esta primeira versão acústica subaquática também apresenta algumas limitações:

- O microcontrolador não apresenta nenhuma conexão com o PC, portanto, se se pretender aceder aos dados recebidos pelo *modem* só é possível via rádio (BLE);
- Apesar dos filtros passa-banda e passa-baixo adicionados entre o amplificador e o desmodulador, o desempenho do sistema sofre de alguma degradação, devido ao ruído existente no meio.
- Apesar de o protótipo desenvolvido ter sido pensado para efectuar comunicação bi-direccional, nos testes experimentais não o foi possível, dada a limitação do número de transdutores disponíveis.
- O sistema apresenta apenas um método para detecção de erros. Não foi implementado um mecanismo de correcção de erros. O utilizador apenas é informado que o sinal não foi bem recebido.
- Apesar de o protótipo apresentar um consumo energético baixo durante a transmissão e recepção, durante o modo *stand-by* o seu consumo não é suficientemente baixo.

5.2 Trabalho Futuro

Durante todo o percurso e desenvolvimento desta dissertação, surgiram, naturalmente, novas ideias e conceitos com o intuito de aperfeiçoar algumas características do projecto desenvolvido, tentando resolver as limitações identificadas anteriormente. Como em qualquer trabalho existem barreiras e limitações sobretudo devido ao difícil acesso a determinados recursos. E, por esse motivo, não foi possível implementar todos os princípios idealizados que poderiam tornar o *modem* mais eclético para uma maior diversidade de aplicações em ambientes aquáticos.

Sugiro algumas possíveis futuras abordagens de trabalho:

- Com o fim de aumentar a performance do sistema, deviam ser implementados algoritmos de detecção e correcção de erros mais eficazes.
- A caracterização do canal acústico e a comunicação digital em meio aquático poderia ser estendida a outros ambientes submersos quer sejam de água doce ou salgada. Tornava-se interessante um meio subaquático com uma maior dinâmica, possuindo um comportamento dispersivo no domínio da frequência mais acentuado. O protótipo teria de ser modificado, permitindo que este fosse efectivamente submerso, suportando pressões razoáveis para possibilitar os testes em águas profundas.

- Necessidade de reduzir o consumo de energia do sistema, essencialmente no transmissor, uma vez que a ideia seria alimentar o receptor através de um painel solar. Poderiam ser adicionados circuitos de baixa potência *wake-up* e *sleep-mode*.
- Maior largura de banda e uma taxa de transmissão de dados superior - apreciando os resultados que foram obtidos, podem ser exploradas outras técnicas de processamento de sinal. A utilização de um outro esquema de modulação, aumentaria a largura de banda no receptor permitindo maiores taxas de transmissão. No entanto, o aumento da largura de banda no receptor tem um custo, a redução do alcance da transmissão. Por outro lado, otimizar o desempenho do circuito amplificador de potência do emissor poderia ser outra solução, possibilitando um aumento da distância de comunicação.
- Canal adaptativo: o design do *modem* proposto para esta dissertação apenas atinge uma boa performance em ambientes com um baixo multi-percurso. Para canais com um maior multi-percurso, poderia ser programado um algoritmo que medisse as características do canal e aplicasse uma equalização e/ou aumentar a duração do período de cada símbolo.

BIBLIOGRAFIA

- [1] D. Estrin, L. Girod, G. Pottie e M. Srivastava. “Instrumenting the World with Wireless Sensor Networks”. Em: *IEEE International Conference on Acoustics* (2001).
- [2] M. J. A. Jan M. Rabaey, Julio L. da Silva Jr. , Danny Patel, Shad Roundy. “PicoRadio Supports AdHoc Ultra-Low Power Wireless Networking”. Em: *IEEE Computer* (2000), pp. 42–48.
- [3] A. K. J. Lynch, K. Law, E. Straser e E. Kenny. “The Development of a Wireless Modular Health Monitoring System for Civil Structures”. Em: *Proceedings of the MCEER Mitigation of Earthquake Disaster by Advanced Technologies Workshop* (2000).
- [4] N. Ramanathan, M. Yarvis, J. Chhabra, N. Kushalnagar, L. Krishnamurthy e D. Estrin. “A Stream-Oriented Power Management Protocol for Low Duty Cycle Sensor Network Applications”. Em: *Proceedings of the 2nd IEEE Workshop on Embedded Sensor Networks* (2005).
- [5] R. Headrick. “Growth of Underwater Communication Techonogy in the U.S. Navy”. Em: *IEEE Communication Magazine* (2009), pp. 80–82.
- [6] T. D.Pompili e I.F.Akyildiz. “Three–Dimensional and Two Dimensional Development Analysis foe Underwater Acoustic Sensor Network”. Em: *Ad Hoc Networks* (2009), pp. 778–790.
- [7] V. M. Hung e U. J. Na. “Remote Control System of a 6 DOF Underwater Robot”. Em: *International Conference on Control, Automation and Systems* (2008).
- [8] T. T. Wu. “Electromagnetic Propagation Between Antennas Submerged in the Ocean”. Em: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (1973).
- [9] L. B. Vlkbr. “Underwater Radio Communication”. Em: *Amateur Radio* (1987), pp. 1–8.
- [10] R. Moore. “Radio Communications in the Sea”. Em: *IEEE Spectrum* (1967), pp. 42–51.
- [11] T Shelley. “Radio Waves Transmit Information Underwater”. Em: *Eureka Magazine* (2005).
- [12] *Wireless Fibre Systems*. URL: http://www.wireless_bre.co.uk (acedido em 28/03/2016).

- [13] L. Liu, S. Zhou e J.-H. Cui. "Prospects and Problems of Wireless Communication for Underwater Sensor Networks". Em: *Wireless Communications and Mobile Computing* (2008), pp. 977–994.
- [14] Y. Ito, S. Haruyama e M. Nakagawa. "Short-Range Underwater Wireless Communication using Visible Light LEDs". Em: *IEICE* (2006).
- [15] J. R. Apel. "Principles of Ocean Physic". Em: *Academic Press* 38 (1987), pp. 509–584.
- [16] H. Arst. "Optical Properties and Remote Sensing of Multicomponential Water Bodies". Em: *Praxis Publising* (2003), pp. 8–28.
- [17] M. A. Chancey. "Short Range Underwater Optical Communication Links". Em: *North Carolina State University* (2005).
- [18] F. Schill, U. R. Zimmer e J. Trumpf. "Visible Spectrum Optical Communication and Distance Sensing for Underwater Applications". Em: *Australasian Conference on Robotics and Automation* (2004).
- [19] N. Farr, A. Chave, L. Freitag, J. Preisig, S. White e D. Yoerger. "Optical Modem Technology for Sea Floor Observatories". Em: *Oceans* (2005).
- [20] C. Kemker. "Water Temperature: Fundamentals of Environmental Measurements". Em: *Fondriest Environmental* (2014).
- [21] *Salinity*. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/File:Water_salinity_diagram.png (acedido em 28/03/2016).
- [22] R. J. Urick. "Principles of Underwater Sound". Em: *New York* (1983).
- [23] M. a. Ainslie e J. G. Mccolm. "A Simplified Formula for Viscous and Chemical Absorption in Sea Water". Em: *The Journal of the Acoustical Society of America* 103 (1998).
- [24] P. J. Stojanovic M. "Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statistical Characterization". Em: *IEEE Communications Magazine* 47 (2009), pp. 84–89.
- [25] P. C. Etter. "Underwater Acoustic Modeling and Simulation". Em: *Press, CRC* (2003).
- [26] H. Medwin, C. S. Clay e T. K. Stanton. "Fundamentals of acoustical oceanography". Em: *The Journal of the Acoustical Society of America* (1999).
- [27] X. Lurton. *An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications*. 2002.
- [28] J. Preisig. "Acoustic Propagation Considerations for Underwater Acoustic Communications Network Development". Em: *Proceedings of First ACM International Workshop on Underwater Networks* (2006).
- [29] M. Stojanovic. "On the Relationship Between Capacity and Distance in an Underwater Acoustic Communication Channel". Em: *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review* (2006).

-
- [30] A. Abrar, D. Zhang, B. Su, T. W. Button, K. J. Kirk e S. Cochran. “1-3 Connectivity Piezoelectric Ceramic-Polymer Composite Transducers Made with Viscous Polymer Processing for High Frequency Ultrasound”. Em: *Ultrasonics* 42 (2004), pp. 479–484.
- [31] A. O. Systems. “Applied Ocean Systems”. Em: *SAM1 Wireless Subsea Acoustic Modem* (2013).
- [32] J.-H. Li, B.-H. Jun, P.-M. Lee e S.-W. Hong. “A Hierarchical Real-Time Control Architecture for a Semi-Autonomous Underwater Vehicle”. Em: *Ocean Engineering* 32 (2005), pp. 1631–1641.
- [33] M. Martins, J. Cabral, G. Rocha e S. Lanceros-Mendez. “Theoretical Modeling and Experimental Validation of an Underwater Acoustic Communication System”. Em: *IEEE Journal of Oceanic Engineering* (2013).
- [34] LinkQuest Inc., underwater acoustic modems. URL: <http://www.linkquest.com/html/models1.htm> (acedido em 28/03/2016).
- [35] Benthos Inc., acoustic modems. URL: <http://www.benthos.com/acoustic-teleosonar-modem-product-comparison.asp> (acedido em 28/03/2016).
- [36] Aquatec Group, AQUAmodem 500 overview. URL: <http://www.aquatecgroup.com/aquamodem.html> (acedido em 28/03/2016).
- [37] EvoLogics, underwater acoustic modem. URL: <http://www.evologics.de/en/products/acoustics/index.html> (acedido em 28/03/2016).
- [38] DSPComm, AquaComm: underwater wireless modem. URL: <http://www.dspcomm.com/productsaquacomm.html> (acedido em 28/03/2016).
- [39] J. Wills, W. Ye, J. Heidemann e M. Rey. “Low-Power Acoustic Modem for Dense Underwater Sensor”. Em: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks* (2006).
- [40] R. Jurdak, C. V. Lopes e P. Baldi. “Software Acoustic Modems for Short Range Mote-based Underwater Sensor Networks”. Em: *OCEANS - Asia Pacific* (2006).
- [41] R. A. Iltis, R. Kastner, D. Doonan, R. Moore e M. Chin. “An Underwater Acoustic Telemetry Modem for Eco-Sensing”. Em: *Proceedings of OCEANS MTS/IEEE* (2005).
- [42] T. Fu, D. Doonan, C. Utley, B. Benson, R. Kastner, R. A. Iltis e H. Lee. “AquaModem Field Tests in Moorea”. Em: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks* (2007).
- [43] J.-I. Namgung, N.-Y. Yun, S.-J. S.-H. Park, C.-H. Kim e J.-H. Jeon. “Adaptive MAC Protocol and Acoustic Modem for Underwater Sensor Networks”. Em: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks* (2009).
- [44] I. Vasilescu, C. Detweiler e D. Rus. “AquaNodes: An Underwater Sensor Network”. Em: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks* (2007).

- [45] H. Yan, S. Zhou, Z. J. Shi e B. Li. "A DSP Implementation of OFDM Acoustic Modem". Em: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks* (2007).
- [46] S. Zhou, Z. Shi, J. Cui, H. Zhou, J. Liu e P. Carroll. "Aqua-fModem: A Stand-alone Underwater Acoustic Modem Based on OFDM Technology". Em: *Demo Presentation* (2009).
- [47] E. M. Sozer e M. Stojanovic. "Reconfigurable Acoustic Modem for Underwater Sensor Networks". Em: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks* (2006).
- [48] Gendron. "Orthogonal Frequency Division Multiplexing with On-Off-Keying: Non-coherent Performance Bounds, Receiver Design and Experimental Results". Em: *Navy Journal of Underwater Acoustics* 56 (2006), pp. 267–300.
- [49] M. Stojanovic. "Low Complexity OFDM Detector for Underwater Acoustic Channels". Em: *Oceans* (2006).
- [50] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. L. Freitag e P. Willett. "Multicarrier Communication over Underwater Acoustic Channels with Non-Uniform Doppler Shifts". Em: *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 33 (2008), pp. 198–209.
- [51] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic e P. Willett. "Non-Uniform Doppler Compensation for Zero-Padded OFDM over Fast-Varying Underwater Acoustic Channels". Em: *OCEANS - Europe* (2007).
- [52] B. Li, S. Zhou, J. Huang e P. Willett. "Scalable OFDM Design for Underwater Acoustic Communications". Em: *Acoustics, Speech and Signal Processing* (2008).
- [53] R. A. Iltis. "Matching Pursuits Channel Estimation for an Underwater Acoustic OFDM Modem". Em: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing* (2008).
- [54] D. B. Kilfoyle, J. C. Preisig e A. B. Baggeroer. "Spatial Modulation Experiments in the Underwater Acoustic Channel". Em: *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 30 (2005), pp. 406–415.
- [55] S. Roy, T. M. Duman, V. McDonald e J. G. Proakis. "High Rate Communication for Underwater Acoustic Channels using Multiple Transmitters and Space-Time Coding: Receiver Structures and Experimental Results". Em: *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 32 (2007), pp. 663–688.
- [56] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, J. Huang e P. Willett. "MIMO-OFDM over an Underwater Acoustic Channel". Em: *Oceans* (2007).
- [57] B. Benson. "Design of a Low-Cost Underwater Acoustic Modem for Short-Range Sensor Networking Applications". Em: *University of California, San Diego* (2010).

-
- [58] Z. Yan, J. Huang e C. He. "Implementation of an OFDM Underwater Acoustic Communication System on an Underwater Vehicle with Multiprocessor Structure". Em: *Front. Electr. Electron. Eng.* (2007).
- [59] G. Parsons, S. Peng e A. Dean. "An Ultrasonic Communication System for Biotelemetry in Extremely Shallow Waters". Em: *In Proceedings of the Third ACM International Workshop on Wireless Network Testbeds* (2008).
- [60] T. Won e S. Park. "Design and Implementation of an Omni-Directional Underwater Acoustic Micro-Modem based on a Low-Power Microcontroller Unit". Em: *Sensors* (2012).
- [61] A. Sanchez, S. Blanc, P. Yuste, A. Perles e J. Serrano. "An Ultra-Low Power and Flexible Physical Modem Design to Develop Energy-Efficient Underwater Sensor Networks". Em: *Sensors* (2012).
- [62] L. Freitag, M. Grund, S. Singh, J. Partan, P. Koski e K. Ball. "The WHOI Micro-Modem: An Acoustic Communications and Navigation System for Multiple Platforms". Em: *OCEANS* (2005).
- [63] *LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier*. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm386.pdf> (acedido em 28/03/2016).
- [64] *LTC6910-1: Digitally Controlled Programmable Gain Amplifiers in SOT-23*. URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6910123fa.pdf> (acedido em 28/03/2016).
- [65] *LM324 Quad Operational Amplifiers*. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm324.pdf> (acedido em 28/03/2016).
- [66] *MCP6001/2/4 Low Power OpAmp*. URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21733j.pdf> (acedido em 28/03/2016).
- [67] *LM78XX Voltage Regulator*. URL: <http://www.mouser.com/ds/2/149/LM7805-189995.pdf> (acedido em 28/03/2016).
- [68] *H1c Hydrophone*. URL: http://shop.nauta-rs.it/WebRoot/StoreIT2/Shops/5246/542A/9832/A64C/5487/7A2B/3E95/9311/B648/H1c_manual.pdf (acedido em 28/03/2016).
- [69] *SPS serie: SPS-8770-03*. URL: <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/126c/0900766b8126cdcc.pdf> (acedido em 28/03/2016).
- [70] *Piezo-Ceramic Audio Amplifiers: PAA-LM4960SQ-02*. URL: http://www.sos.sk/a_info/resource/u/PAA-LM4960SQ-02.pdf (acedido em 28/03/2016).

A P Ê N D I C E



ORÇAMENTO

Tabela A.1: Lista de materiais, quantidade e preço respectivo

Componente	Preço (€)/unidade	Unidades	Preço (€)
Hidrofone H1c	130	1	130
Altifalante SPS-8770-03	11.27	1	11.27
Módulo BLE Mini	15	1	15
DDS 9850	9	1	9
PCB	15	1	15
Condensadores Cerâmicos SMD			
10 nF	0.01	10	0.1
100 nF	0.02	5	0.1
1 μ F	0.04	10	0.4
10 μ F	0.13	7	0.91
Condensadores Eléctrolíticos			
100 uF	0.24	3	0.72
200 uF	0.48	2	0.96
Díodo Schotsky SMD	0.48	5	2.4
Resistências SMD			
1 k Ω	0.03	2	0.06
1.1 k Ω	0.03	2	0.06
2.2 k Ω	0.03	1	0.03
5.1 k Ω	0.03	1	0.03
10 k Ω	0.03	13	0.39
47 k Ω	0.03	1	0.03
100 k Ω	0.03	2	0.06
1 M Ω	0.03	2	0.06
Potênciômetros			
10 k Ω	1.37	1	1.37
50 k Ω	1.21	5	6.05
Pinheads			
J14	1.12	2	2.24
J6	0.67	2	1.34
J4	0.59	1	0.59
J2	0.48	3	1.44
Suporte Atmega328P-PU	0.32	1	0.32
Atmega328P-PU	3.21	1	3.21
LM7805	0.54	1	0.54
MCP6004	0.52	2	1.04
LTC6910	3.14	2	6.28
Resonador 20 MHz	0.41	1	0.41
Transistor NPN 2N2222A	1.76	1	1.76
TOTAL			213.2

ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO v.Beta

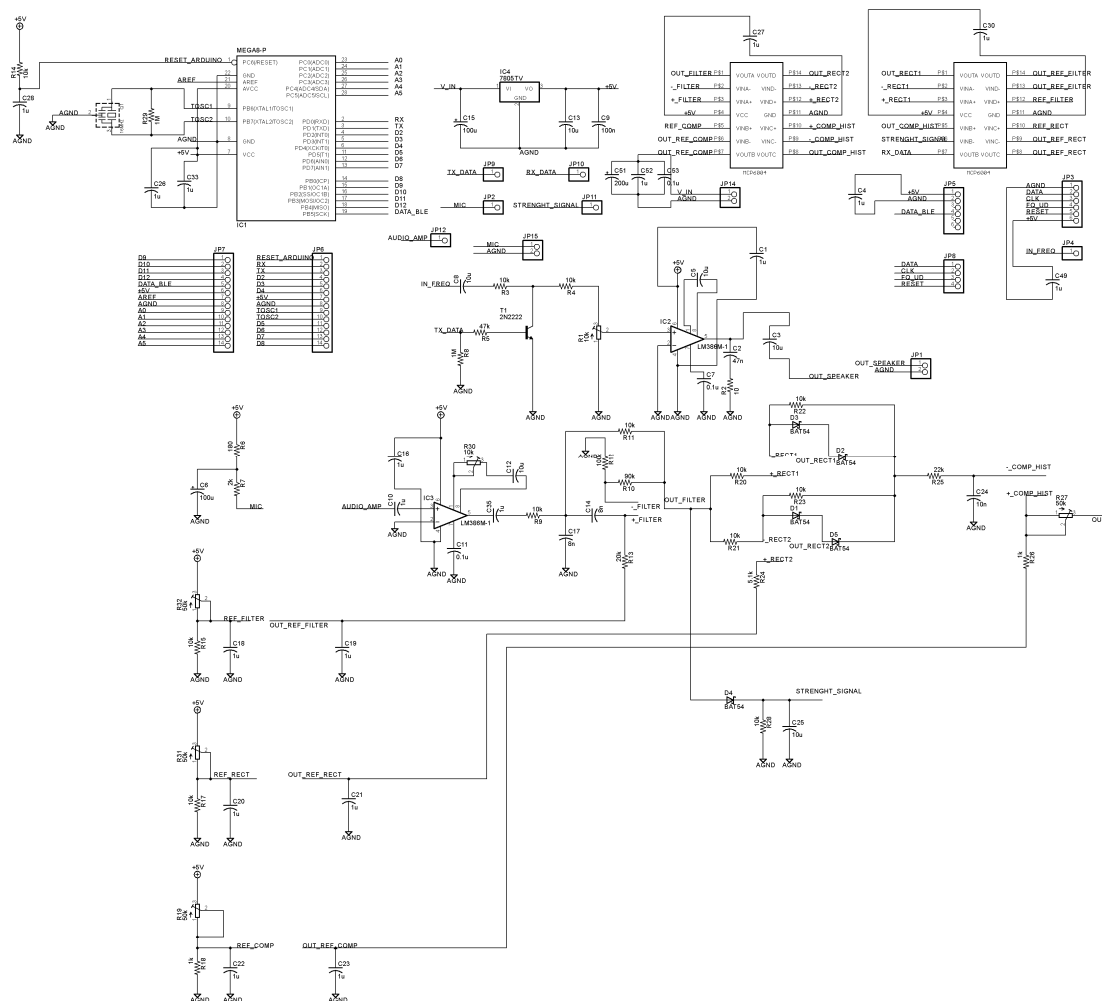


Figura B.1: Esquemático do circuito desenvolvido em Eagle v.Beta

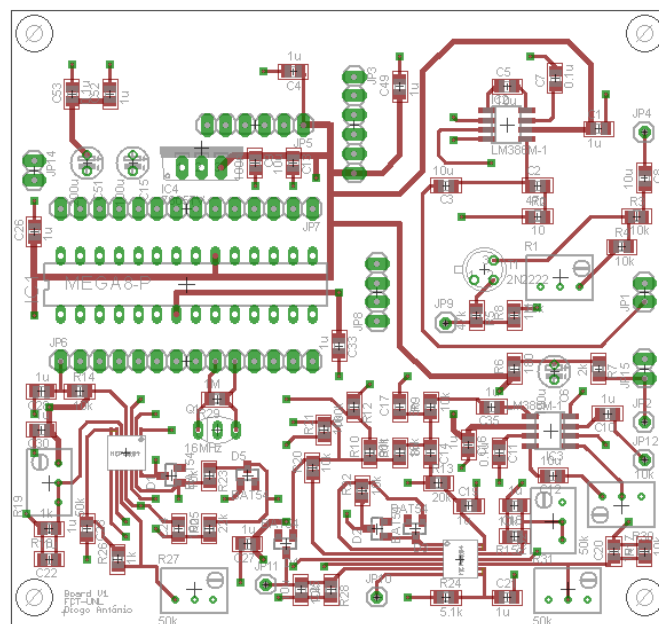


Figura B.2: Camada superior da placa desenvolvida em Eagle v.Beta

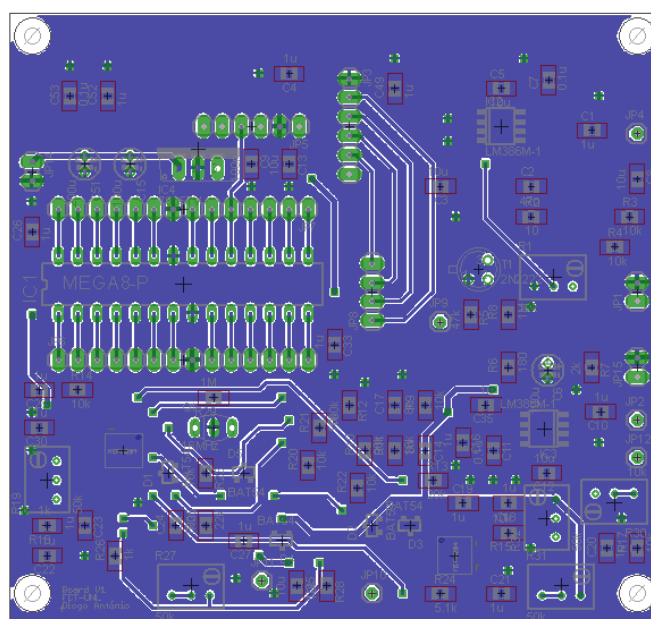


Figura B.3: Camada inferior da placa desenvolvida em Eagle v.Beta



PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

C.1 Código do Bloco Transmissor

```
1 #include <Arduino.h>
2 #include <OneWire.h>
3 #include <SoftwareSerial.h>
4 SoftwareSerial mySerial(8, 9);
5
6 #define DATA 13
7 #define W_CLK 12
8 #define FQ_UD 11
9 #define RESET 10
10 #define BLE_MODE 7
11
12 #define pulseHigh(pin)
13 {
14     digitalWrite(pin, HIGH);
15     digitalWrite(pin, LOW);
16 }
17
18 int DS18S20_Pin = 2;
19 OneWire ds(DS18S20_Pin);
20 unsigned long previousTime = 0;
21 const long interval = 8640000;
22 String receber;
23 float temperature;
24
25 float getTemp() {
26     byte data[12];
27     byte addr[8];
28     if ( !ds.search(addr)) {
29         ds.reset_search();
```

```

30     return -1000;
31 }
32 if ( OneWire::crc8( addr, 7) != addr[7]) {
33     Serial.println("CRC_is_not_valid!");
34     return -1000;
35 }
36 if ( addr[0] != 0x10 && addr[0] != 0x28) {
37     Serial.print("Device_is_not_recognized");
38     return -1000;
39 }
40 ds.reset();
41 ds.select(addr);
42 ds.write(0x44, 1);
43 byte present = ds.reset();
44 ds.select(addr);
45 ds.write(0xBE);
46     for (int i = 0; i < 9; i++) {
47         data[i] = ds.read();
48     }
49 ds.reset_search();
50 byte MSB = data[1];
51 byte LSB = data[0];
52 float tempRead = ((MSB << 8) | LSB);
53 float TemperatureSum = tempRead / 16;
54 return TemperatureSum;
55 }
56
57 void tfr_byte(byte data)
58 {
59     for (int i = 0; i < 8; i++, data >>= 1) {
60         digitalWrite(DATA, data & 0x01);
61         pulseHigh(W_CLK);
62     }
63 }
64
65 void sendFrequency(double frequency)
66 {
67     int32_t freq = frequency * 4294967295 / 125000000;
68     for (int b = 0; b < 4; b++, freq >>= 8) {
69         tfr_byte(freq & 0xFF);
70     }
71     tfr_byte(0x00);
72     pulseHigh(FQ_UD);
73 }
74
75 void AD9850_init()
76 {
77     digitalWrite(RESET, LOW);
78     digitalWrite(W_CLK, LOW);
79     digitalWrite(FQ_UD, LOW);

```

```
80 digitalWrite(DATA, LOW);
81 }
82
83 void AD9850_reset()
84 {
85     digitalWrite(W_CLK, LOW);
86     digitalWrite(FQ_UD, LOW);
87     digitalWrite(RESET, LOW);
88     delay(5);
89     digitalWrite(RESET, HIGH);
90     delay(5);
91     digitalWrite(RESET, LOW);
92     delay(5);
93     digitalWrite(W_CLK, LOW);
94     delay(5);
95     digitalWrite(W_CLK, HIGH);
96     delay(5);
97     digitalWrite(W_CLK, LOW);
98     delay(5);
99     digitalWrite(DATA, LOW);
100    digitalWrite(FQ_UD, LOW);
101    delay(5);
102    digitalWrite(FQ_UD, HIGH);
103    delay(5);
104    digitalWrite(FQ_UD, LOW);
105 }
106
107 void setup()
108 {
109     Serial.begin(300);
110     mySerial.begin(57600);
111     pinMode(FQ_UD, OUTPUT);
112     pinMode(W_CLK, OUTPUT);
113     pinMode(DATA, OUTPUT);
114     pinMode(RESET, OUTPUT);
115     pinMode(BLE_MODE, INPUT);
116     AD9850_init();
117     AD9850_reset();
118 }
119
120 void loop()
121 {
122     unsigned long currentTime = millis();
123     if (digitalRead(BLE_MODE) == HIGH) {
124         if (mySerial.available() > 0) {
125             receber = mySerial.readString();
126             Serial.println(receber);
127             Serial.println(receber);
128             Serial.println(receber);
129             Serial.println(receber);
```

```

130     Serial.println(receber);
131 }
132 }
133 else {
134     if (mySerial.available() > 0)
135         mySerial.flush();
136     if (currentTime - previousTime > interval) {
137         previousTime = currentTime;
138         temperature = getTemp();
139         Serial.print("Temperatura:");
140         Serial.println(temperature);
141         Serial.print("Temperatura:");
142         Serial.println(temperature);
143         Serial.print("Temperatura:");
144         Serial.println(temperature);
145         Serial.print("Temperatura:");
146         Serial.println(temperature);
147         Serial.print("Temperatura:");
148         Serial.println(temperature);
149     }
150 }

```

C.2 Código do Bloco Receptor

```

1  #include <Arduino.h>
2  #include <VirtualWire.h>
3  #include <SoftwareSerial.h>
4  SoftwareSerial mySerial(8, 9);
5  #define G2 4
6  #define G1 3
7  #define G0 2
8  #define G2_ 7
9  #define G1_ 6
10 #define G0_ 5
11
12 void setup()
13 {
14     mySerial.begin(57600);
15     Serial.begin(300);
16     pinMode(G2, OUTPUT);
17     pinMode(G1, OUTPUT);
18     pinMode(G0, OUTPUT);
19     pinMode(G2_, OUTPUT);
20     pinMode(G1_, OUTPUT);
21     pinMode(G0_, OUTPUT);
22     digitalWrite(G2, HIGH);
23     digitalWrite(G1, LOW);
24     digitalWrite(G0, LOW);

```



```
25 digitalWrite(G2_, HIGH);
26 digitalWrite(G1_, HIGH);
27 digitalWrite(G0_, HIGH);
28 }
29
30 void loop()
31 {
32   char receber1[] = "";
33   char receber2[] = "";
34   char receber3[] = "";
35   char receber4[] = "";
36   char receber5[] = "";
37
38   while (Serial.readBytesUntil('\n', receber1, 100) < 0) {}
39   while (Serial.readBytesUntil('\n', receber2, 100) < 0) {}
40   while (Serial.readBytesUntil('\n', receber3, 100) < 0) {}
41   while (Serial.readBytesUntil('\n', receber4, 100) < 0) {}
42   while (Serial.readBytesUntil('\n', receber5, 100) < 0) {}
43
44   if (strcmp (receber1, receber2) == 0) {
45     if (strcmp (receber1, receber3) == 0) {
46       Serial.write(receber1);
47       mySerial.write(receber1);
48     }
49     else if (strcmp (receber1, receber4) == 0) {
50       Serial.write(receber1);
51       mySerial.write(receber1);
52     }
53     else if (strcmp (receber1, receber5) == 0) {
54       Serial.write(receber1);
55       mySerial.write(receber1);
56     }
57   }
58   else if (strcmp (receber1, receber3) == 0) {
59     if (strcmp (receber1, receber4) == 0) {
60       Serial.write(receber1);
61       mySerial.write(receber1);
62     }
63     else if (strcmp (receber1, receber5) == 0) {
64       Serial.write(receber1);
65       mySerial.write(receber1);
66     }
67   }
68   else if (strcmp (receber1, receber4) == 0) {
69     if (strcmp (receber1, receber5) == 0) {
70       Serial.write(receber1);
71       mySerial.write(receber1);
72     }
73   }
74   else if (strcmp (receber2, receber3) == 0) {
```

```

75     if (strcmp (receber2, receber4) == 0) {
76         Serial.write(receber2);
77         mySerial.write(receber2);
78     }
79     else if (strcmp (receber2, receber5) == 0) {
80         Serial.write(receber2);
81         mySerial.write(receber2);
82     }
83 }
84 else if (strcmp (receber3, receber4) == 0) {
85     if (strcmp (receber3, receber5) == 0) {
86         Serial.write(receber3);
87         mySerial.write(receber3);
88     }
89 }
90 else {
91     Serial.println("Dados_recebidos_incorrectamente!");
92     mySerial.println("Dados_recebidos_incorrectamente!");
93 }
94 }

```